radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

Bauanleitung: Vibrato-Generator als Zusatzgerät für Musikinstrumente mit Tonabnehmer

PREIS DM 2,00 · 11. JAHRGANG
VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN

JANUAR 1963

1



AUS DEM INHALT

OBSAH

СОДЕРЖАНИЕ

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14.
Telefon 420019, Fernverkehr 423391, Fernschreiber 011441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin

radio und fernsehen
Verantw. Redakteur: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke
Veröffentlicht unter ZLN 1109 der DDR

Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Str. 28/31 u. alle DEWAG-Betriebe in den Bezirksstädten der Deutschen Demokratischen Republik. Gültige Preisliste Nr. 1

Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Alle Rechte vorbehalten. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM

Bestellungen nehmen entgegen

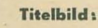
Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag

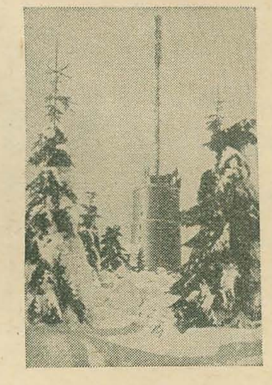
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:

Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11 a, Rue Paris
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, 38, Suchou Hutung
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Vinokratská 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspetschatj“, Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultura“ Könyv és hirlap külkereskedelmit vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS





Titelbild:

So schön verschneit begrüßte der Sendeturm auf dem Inselsberg das neue Jahr

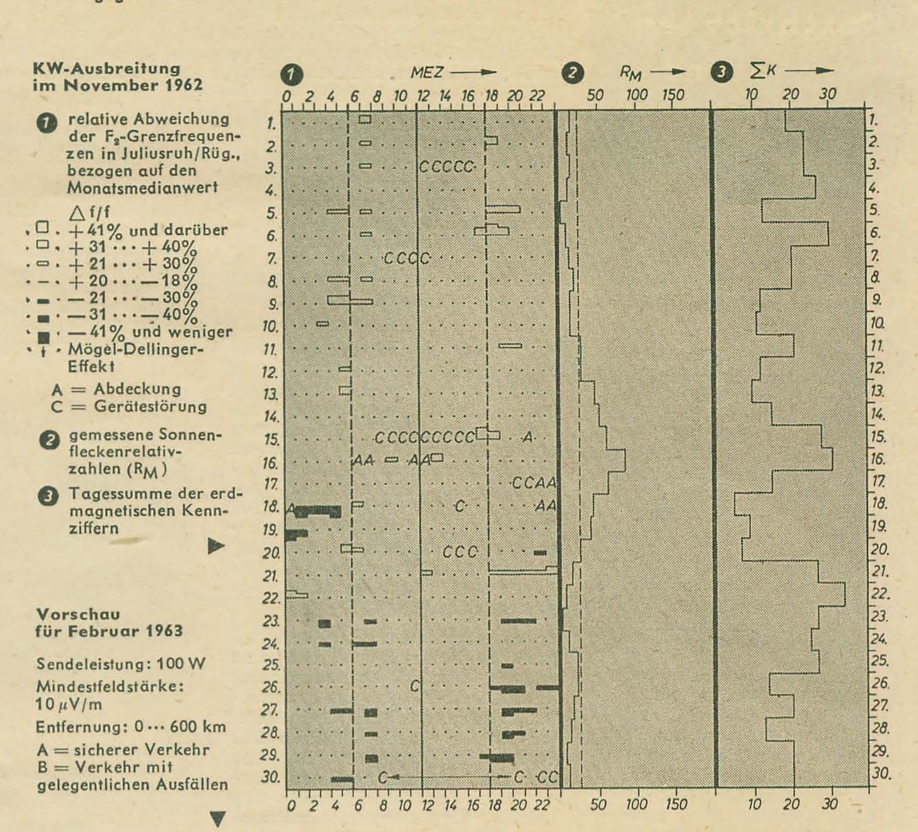
Foto: Weigelt

Die KW-Ausbreitung im Nov. 1962 und Vorschau für Febr. 1963

Herausgegeben vom Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin

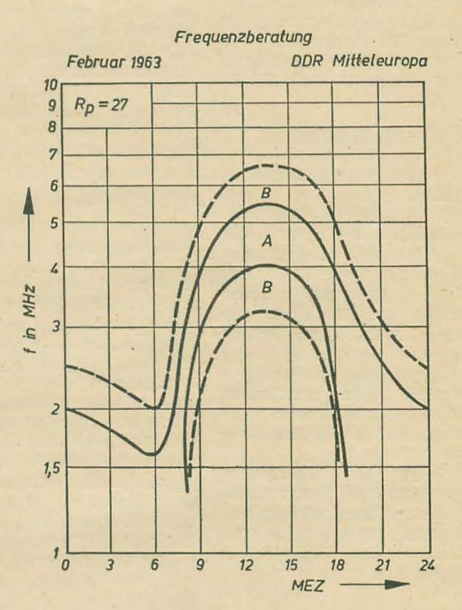
KW-Ausbreitung im November 1962

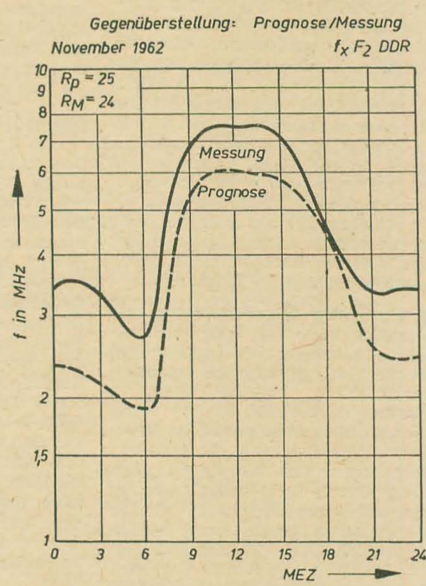
1. relative Abweichung der F_2-Grenzfrequenzen in Juliusruh/Rüg., bezogen auf den Monatsmedianwert
   - $\Delta f/f$
   - + 41% und darüber
   - + 31 ... + 40%
   - + 21 ... + 30%
   - + 20 ... − 18%
   - − 21 ... − 30%
   - − 31 ... − 40%
   - − 41% und weniger
   - Mögel-Dellinger-Effekt
   - A = Abdeckung
   - C = Gerätestörung
2. gemessene Sonnenfleckenrelativzahlen (R_M)
3. Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern



Vorschau für Februar 1963

Sendeleistung: 100 W
Mindestfeldstärke: 10 µV/m
Entfernung: 0 ... 600 km
A = sicherer Verkehr
B = Verkehr mit gelegentlichen Ausfällen





Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Bauanleitung: Ein 40-W-Mischpultverstärker
- Der Einsatz von Halbleitern im VHF-Tuner
- Kryotron — ein neues Bauelement der Elektronik
- „Schnelle" Transistoren und ihre Anwendungen
- Die Anwendung von Kaltkatodenröhren in einem Zeitmeßgerät mit digitaler Zeitanzeige



▼ **Die Leipziger Frühjahrsmesse 1963,** die vom 3. bis 12. März stattfindet, erwartet Aussteller aus etwa 60 Ländern.

▼ **Einen AM/FM-Taschenempfänger** mit den Abmessungen 10,5 × 7,5 × 3 cm brachte die Deutsche Philips GmbH unter dem Namen „Nanette" auf den Markt. Die Kleinheit dieses für Lang-, Mittel- und Ultrakurzwelle ausgelegten Gerätes war durch die Verwendung von Mikrobauteilen möglich.

▼ **Ein neues Werk** für die Herstellung von Elektronenröhren nahm in Wroclaw die Produktion auf. Es wird u. a. Spezialröhren für Rechenmaschinen fertigen.

▼ **Ein Strahlungsdosimeter für medizinische Zwecke** wurde im Institut für die Anwendung radioaktiver Isotope der Technischen Universität Dresden geschaffen. Es handelt sich um ein Gerät, mit dem die Menge radioaktiver Strahlen nachgewiesen werden kann, die bei der Strahlentherapie auf bestimmte Körperteile trifft. Das Gerät ist etwa 10 mm lang und kaum dicker als ein Streichholz. Infolge dieser geringen Größe läßt es sich leicht in Hohlorgane des menschlichen Körpers einführen.
Dem Arzt ist mit dem Gerät ein Mittel in die Hand gegeben, das ihm gestattet, genau festzustellen, von welcher Strahlendosis sowohl erkrankte als auch gesunde Körperorgane betroffen wurden, um weitere therapeutische Maßnahmen treffen zu können.

▼ **Ein neuer Widerstandstyp** aus Metalloxyden, die auf keramischer Unterlage aufgetragen sind, wurde im Staatlichen elektrokeramischen Institut GIEI in Moskau entwickelt. Er hat einen genau definierten positiven Temperaturkoeffizienten, der von der Temperatur unabhängig ist, aber stetig durch Spannungsänderung geregelt werden kann. Diese Widerstände kann man darum vorteilhaft in Kompensationsschaltungen, mit denen der Einfluß der Umgebungstemperatur ausgeglichen wird, anwenden. Sie wurden z. B. erfolgreich anstelle von Thermistoren in Spannungsstabilisatorschaltungen mit Zenerdioden eingesetzt.

▼ **Im VEB Funkwerk Leipzig** hat das Entwicklungskollektiv unter Leitung von Dr.-Ing. Schäfer einen neuen Lautsprechertyp konstruiert, der statt der bisher üblichen 6 VA nur noch 4 VA hat. Überprüfungen hatten ergeben, daß die Endröhren vieler Größen ohnehin nur 4 VA abgeben. Jetzt werden verschiedene Typen mit diesen Lautsprechern ausgestattet, wodurch in einem Jahr 14 Tonnen Bariumferrit, 41 Tonnen Flach- und Rundstahl sowie 4,5 Tonnen Kunststoff eingespart werden können.

▼ **Die Zahl der Besitzer von TV-Empfängern in Belgien** wurde für Beginn 1963 nach Angaben im belgischen Haushaltsplan auf etwa 995 000 Personen geschätzt. Damit kämen auf 1000 Einwohner 109 Geräte. In der DDR waren es nach dem Fernsehteilnehmerstand vom 30. 9. 1962 103 Geräte.

▼ **Auf dem belgischen Markt für Rundfunkgeräte** drängt Japan immer stärker vor. Auch die Niederlande konnte ihren Absatz erhöhen. Die französischen Empfänger konnten sich behaupten, während Westdeutschland, das vor allem große Geräte liefert, im Verlauf des Jahres 1962 den Stand des Vorjahres nicht mehr erreichte.

▼ **Einen Exportvertrag über 25 000 tragbare TV-Empfänger** hat die japanische Firma Matsushita Electric Co. Ltd. mit einem in der VAR ansässigen Unternehmen abgeschlossen. Nach Ansicht japanischer Fachleute ist der Export dieser Geräte für die Zukunft sehr vielversprechend. Die Masushita hat kürzlich 13 000 derartiger TV-Empfänger nach der Rumänischen Volksrepublik, 12 000 in die USA und 10 000 nach Indonesien ausgeführt.

▼ **Im Atomkraftwerk von Belojarsk** im mittleren Uralgebirge ist jetzt die Montage der Ausrüstung des Atomreaktors im wesentlichen abgeschlossen. Der Reaktor ist in einem Gebäude aus Eisenbeton untergebracht, das die Höhe eines 17stöckigen Hauses hat. Dort sind bereits 2500 Geräte für Temperaturmessungen, 500 Druckmesser und viele hundert andere Apparate und elektronische Vorrichtungen für die Fernsteuerung des Reaktors eingebaut worden.

Rhenium für Halbleiter

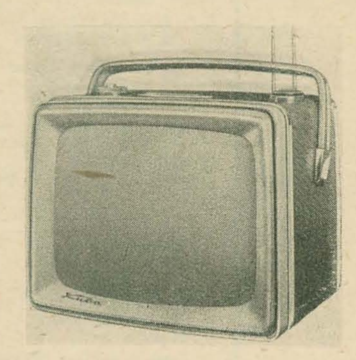
Sowjetische Chemiker haben erstmalig Verbindungen von zweiwertigem reinem Rhenium erzielt. Rhenium kommt als Spurenelement in Buntmetallen vor und gehört in die Gruppe VII b des periodischen Systems. Seine Ordnungszahl ist 75 und das Atomgewicht 186,31. Das spezifische Gewicht beträgt 20 p/cm³ und der spezifische Widerstand 0,019 Ω · mm²/m. Die erwähnten Verbindungen des seltenen Metalls können als Halbleiter verwendet werden.
Die Mitarbeiter des Akademieinstituts weisen im Zusammenhang mit dieser Entdeckung auf den erbrachten Beweis für die Begrenztheit der klassischen Valenztheorie hin.

Eine schnell arbeitende künstliche Nervenzelle

für kybernetische Apparate hat der sowjetische Ingenieur Lew Riwlin entwickelt. Dünne Fäden aus durchsichtigem Material, die das Licht besser durchdringt als die Umgebung, werden gebündelt. Die Struktur dieses Bündels ähnelt dem Bau von Nervenbündeln im lebenden Organismus. Wie menschliche Nervenzellen leitet es Lichtimpulse, ohne sie zu schwächen. Die Zusammenfassung ganzer Bündel zu einem System bietet die Möglichkeit, eine kybernetische Anlage zu projektieren, die dem Nervensystem eines lebenden Organismus ähnelt.
Nach Meinung sowjetischer Spezialisten wird ein solches kybernetisches System das organische an Schnelligkeit und Reaktionsfähigkeit übertreffen. Die Nachbildung der Nervenzelle wird in der Rechentechnik breite Anwendung finden können.

Transistor-TV-Empfänger „astronaut"

Dieser erste westdeutsche Volltransistorfernsehempfänger wurde von der Firma Kuba/Imperial herausgebracht. Er ist mit einer 36-cm-Bildröhre ausgerüstet und enthält 29 Transitoren, 13 Dioden, 3 Selengleichrichter und eine Hochspannungsgleichrichterröhre DY 80. Das Gerät kann so-



wohl am 220-V-Wechselstromnetz als auch an einer 12-V-Autobatterie oder aus einem Batteriesatz betrieben werden, der sich in einer Vollkassette befindet, die an den „astronaut" angehängt werden kann. Der Batteriesatz hat eine Spieldauer von sieben Stunden und ist über Netz wieder aufladbar. Das stoßsichere Gehäuse ist 41 cm breit, 32 cm hoch und ohne Batteriesatz 34 cm tief. Das Gewicht wird für den Empfänger mit Batterien mit 16 kp angegeben.

Elektronische Auskunftei

Ein mathematisches Verfahren zur Erzielung von Auskünften über Fachliteratur ist mit Hilfe elektronischer Rechenmaschinen im Institut für Kybernetik der Akademie der Wissenschaften der Ukraine ausgearbeitet worden. Das Verfahren wurde auf der Rechenmaschine „Kiew" erprobt und ergab gute Resultate. In das „elektronische Gedächtnis" der Maschine wurden Angaben aus Büchern und Zeitschriftenartikeln zu Problemen der Radio- und Rechentechnik eingegeben. Für die Zusammenstellung von Unterlagen über ein bestimmtes Thema benötigt die Maschine dann nur einige Sekunden, wobei sie nicht nur die Bücher und Artikel angibt, die unmittelbar zu dem betreffenden Thema gehören, sondern auch solche Werke aufzählt, in denen es nur erwähnt wird. Nach einem besonderen Kode ermittelt die Maschine auch den Namen des Verfassers, das Erscheinungsjahr und die Sprache, in der das Material veröffentlicht wurde.

Bauanleituug für einen 8-Kreis-Koffersuper

Bei diesem Beitrag im Heft 24 (1962) wurden durch ein Versehen der Redaktion leider die Autorkorrekturen nicht berücksichtigt. Wir bitten dafür um Entschuldigung und bringen im folgenden die zu ändernden Manuskriptstellen.

S. 774, mittlere Spalte, 2. Zeile nach dem Bild:
... ist das Verhältnis der Drahtquerschnitte 1:5 und damit das der Drahtdurchmesser $1:\sqrt{5}$.

S. 774, letzte Zeile der mittleren Spalte:
... 0,08-CuL-Draht ...

S. 775, linke Spalte, 6. Zeile:
... mit geschlossenem Eisenweg verwendet werden, um die Dämpfung durch die Abschirmung ...

S. 775, linke Spalte, 9. Zeile nach Bild 4:
... auf den Parallelwiderstand

$$R = 6\,k\Omega \cdot \left(\frac{1}{\frac{1}{4}}\right)^2 = 96\,k\Omega\,.$$

Nach der Gleichung $\varrho = R/(\omega L)$ beträgt die Kreisgüte $\varrho \approx 96$ und die Größe des Koppelkondensators $C_K \approx (C_1 \cdot \xi)/\varrho$, etwa 5 pF in den beiden ersten Filtern.

S. 775, mittlere Spalte, 3. Zeile:
... etwa 6 Ω. Der Rest von 9 Ω wird nach der Gleichung $R = (\omega L)^2/r$ in einen Parallelwiderstand von 700 kΩ umgerechnet, der durch die Parallelschaltung von D_1 mit dem transformierten Eingangswiderstand des T_1 gebildet werden darf. Der Widerstand von D_1 beträgt im Arbeitspunkt etwa 2 MΩ. Darum muß der Eingangswiderstand des Transistors mit der Koppelspule auf 1,2 MΩ transformiert werden. Das Widerstandsverhältnis beträgt im Beispiel

$$\frac{6\,k\Omega}{1{,}2\,M\Omega} = \frac{1}{200}\,.$$

S. 775, mittlere Spalte, Abschnitt „Schwundregelung", 8. Zeile:
... durch die abfallende Kollektorspannung von T_2 ...

S. 775, Technische Daten
... Trennschärfe bei 9 kHz Verstimmung: 1:1000

Allen Leserinnen und Lesern wünscht
die Redaktion radio und fernsehen
ein zufriedenes, friedliches,
glückliches und erfolgreiches Jahr **1963**

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

Der VI. Parteitag der SED und die Perspektiven der Elektronik in der Deutschen Demokratischen Republik

Ing. G. RECHTENBACH

In wenigen Tagen werden die Delegierten des VI. Parteitages der SED in Berlin, der Hauptstadt der DDR, zusammenkommen, um Bilanz zu ziehen über die von der Partei seit dem V. Parteitag geleistete Arbeit, und historische Beschlüsse zum umfassenden Aufbau des Sozialismus in der DDR fassen.

Die Beschlüsse des ZK der SED und des bevorstehenden Parteitages sind nicht nur eine innere Angelegenheit der Partei. Was sie tut, liegt im Interesse aller, was sie plant, geht alle an. Deshalb wurden der Bericht des ZK an die Delegierten des VI. Parteitages der SED, der Entwurf des neuen Statutes der Partei und der Entwurf des Programms der SED für die Periode des umfassenden Aufbaus des Sozialismus in der DDR zur öffentlichen Diskussion gestellt.

Im Mittelpunkt steht die Aufgabe, in kürzester Frist den wissenschaftlich-technischen Höchststand bei den Erzeugnissen sowie in der Produktion zu erreichen. Dies ist notwendig, weil der umfassende Aufbau des Sozialismus in der DDR ein neues höheres Niveau der Produktivkräfte erfordert.

In den letzten Jahren vollzogen sich in atemberaubendem Tempo wissenschaftlich-technische Umwälzungen in der ganzen Welt. Dies drückt sich besonders in der rasch fortschreitenden Automatisierung des Produktionsprozesses aus. Die Grundlagen hierfür werden durch die neuen Erkenntnisse auf dem Gebiete der Elektronik, z. B. der Halbleitertechnik, der elektronischen Rechentechnik usw. geschaffen. Von der Anwendung der Elektronik in der Meß-, Steuer- und Regeltechnik hängt in entscheidendem Maße die schnelle Steigerung der Arbeitsproduktivität in allen Zweigen unserer nationalen Wirtschaft ab. Es entsteht ein vollkommen neuer Begriff, ein neuer Maßstab, die Elektronifizierung der Produktionsprozesse und der wissenschaftlichen Arbeit auf den verschiedenen Gebieten. Mit der Anwendung elektronischer Geräte, z. B. der Rechengeräte, und bestimmter kybernetischer Erkenntnisse in Wissenschaft und Technik werden wiederum die Voraussetzungen zu neuen theoretischen Ergebnissen geschaffen, und bei der Beurteilung komplizierter Prozesse wird der subjektive Faktor ausgeschaltet. Wenn wir diese Entwicklung nicht in ihrem vollen Umfang begreifen und nicht den Kampf um den wissenschaftlich-technischen Höchststand führen, werden wir hoffnungslos zurückbleiben. Die Erzeugnisse unserer Industrie müssen hoch veredelt arbeits- und intelligenzintensiv und im Export weltmarktfähig sein. Das heißt, daß sie in höchster Qualität mit den rationellsten Verfahren und niedrigsten Selbstkosten erzeugt werden müssen. Bereits jetzt zeigt sich beim Export unserer Erzeugnisse, welch hoher Maßstab an ihre Qualität angelegt wird.

Diese Erkenntnisse sind der Partei der Arbeiterklasse nicht neu. Bereits 1956 wurde auf der III. Parteikonferenz z. B. auf die große Bedeutung der Halbleitertechnik hingewiesen und ihre schnelle Entwicklung in der DDR gefordert. Ebenso wurden Forderungen an die Bauelementeindustrie gestellt, die ihre Bedeutung noch heute nicht verloren haben. Zur schnellen Realisierung der Beschlüsse des V. Parteitages auf dem Gebiete der Elektrotechnik wurde die Konferenz der Elektroindustrie durchgeführt. Im Bericht des ZK an die Delegierten des VI. Parteitages wird dazu gesagt: „Auf Grund der Beschlüsse der Konferenz der Elektroindustrie wurden die Voraussetzungen geschaffen, ihre vorrangige Entwicklung gegenüber den anderen Zweigen des Maschinenbaus zu sichern. So wurde z. B. von 1958 bis 1962 die Produktion in den Industriezweigen

Elektroprojektierung und Anlagenbau	auf 249,7%
Bauelemente und Vakuumtechnik	auf 198,9%
Nachrichten- und Meßtechnik	auf 171,5%

gesteigert."

Trotzdem muß der Bericht feststellen, daß nicht alle gestellten Ziele erreicht wurden. Zum Beispiel wurden auf dem Gebiet der Elektronik und der Geräteindustrie noch nicht alle Maßnahmen getroffen, um eine schnelle Überleitung der neuen Entwicklungen in die Produktion zu sichern. Auf dem Gebiet der Verbesserung der Fertigungstechnologie und der Arbeitsorganisation sind noch nicht alle Möglichkeiten voll genutzt worden.

Diese Kritik trifft besonders auf die Bauelemente der Elektronik zu. Zwar wurde die Produktion fast verdoppelt, aber ihre Qualität stieg nicht im erforderlichen Maße. Das gilt insbesondere für ihren Einsatz in der kommerziellen Technik.

Walter Ulbricht legte in seinem Referat auf der 17. Tagung des ZK der SED dar, daß diejenigen Industriezweige, die bestimmenden Einfluß auf die Herausbildung unserer nationalen Wirtschaft haben, „führende Zweige der Volkswirtschaft" sind. Die Elektrotechnik und insbesondere die Elektronik gehören hierzu. Damit wurde die Verantwortung der Werktätigen der elektronischen Industrie exakt festgelegt.

Im Entwurf des Programms der SED wird hierzu folgendes dargelegt: „Von entscheidender Bedeutung sind die Vollmechanisierung und die teilweise Automatisierung der Arbeitsprozesse, die den Einsatz moderner Rechen- und Steuerorganismen und der Kybernetik einschließen. Die Vollmechanisierung und Automatisierung erfordert die vorrangige Entwicklung der Elektronik, besonders der Mikroelektronik, die die Grundlage der Meß-, Steuerungs- und Regeltechnik, des Verbindungswesens und neuer Forschungsmethoden auf den verschiedenen Gebieten der

Wissenschaft ist." Und weiter heißt es: „Zum besonderen Schwerpunkt wird die schnelle Entwicklung der Elektrotechnik und der Elektronik. In der Elektronik kommt es vor allem darauf an, die Gebiete der Mikromodultechnik und der Molekularelektronik beschleunigt zu entwickeln. Die Durchsetzung des wissenschaftlich-technischen Fortschritts verlangt ferner eine schnelle Produktionssteigerung bei folgenden Erzeugnisgruppen: elektrische und elektronische Meß- und Prüfgeräte, elektronische Bauelemente (besonders Halbleiter und komplexe Bausteine der Mikromodultechnik), moderne Nachrichtenübertragungsanlagen, automatische Regler und moderne Erzeugnisse des Werkzeugmaschinenbaus."

Mit diesen klaren und eindeutigen Formulierungen aus den Dokumenten der Partei sind die Aufgaben, die vor den Werktätigen der Elektronik stehen, fest umrissen. Die Produktion von elektronischen Bauelementen muß bis 1970 mindestens auf das Dreifache der Produktion von 1962 gesteigert werden. An dieser Steigerung ist besonders die Entwicklung der Halbleitertechnik, der Mikromodultechnik und der Kontaktbauelemente beteiligt. Diesen Zahlen analog wird auch die elektronische Geräteindustrie entwickelt, wobei weit über den Durchschnitt die Produktion der elektronischen Meßtechnik, der Betriebs-, Meß- und Regeltechnik, der Funktechnik, der elektronischen Rechen- und Büromaschinentechnik, der drahtgebundenen Nachrichtentechnik und der elektronischen Medizintechnik erhöht wird.

Dies erfordert in einigen Betrieben der Elektrotechnik die planmäßige Umstellung der Produktion auf die genannten Schwerpunkte. Darüber hinaus werden auch noch neue Kapazitäten, insbesondere durch Umstellung von Betrieben aus anderen Industriezweigen geschaffen. Es kommt darauf an, den Anteil der Produktion von elektronischen Bauelementen und Geräten (ohne Rundfunk- und Fernsehempfänger) an der gesamten Produktion der Elektrotechnik von gegenwärtig rund 21% auf etwa 40% im Jahre 1970 zu entwickeln. Eine solche Entwicklung des Produktionsvolumens an elektronischen Bauelementen und Geräten, verbunden mit der raschen Erreichung des wissenschaftlich-technischen Höchststandes bei den Erzeugnissen gibt uns auch die Möglichkeit, daß die Elektrotechnik 1970 mindestens 30% des Exports der metallverarbeitenden Industrie der DDR durchführt. Diese Zahlen mit Leben zu erfüllen und sie realisieren zu können, erfordert die Mobilisierung aller materiellen und geistigen Kräfte. Es ist nicht nur eine Frage des Könnens, sondern auch — im umfassenden Sinne — der inneren geistigen Bereitschaft.

Der Kampf um den wissenschaftlich-technischen Höchststand ist nicht schlechthin eine technische, sondern gleichermaßen eine politische Aufgabe. Die Erreichung des wissenschaftlich-technischen Höchststandes ist der wichtigste Abschnitt des Kampfes des Neuen gegen das Alte, des jungen Sozialismus gegen den faulenden, absterbenden Kapitalismus. Auch sie ist Klassenkampf und damit ein wesentlicher Fakor zur Sicherung der Nation vor Krieg und Vernichtung und zur Herbeiführung eines dauerhaften Friedens.

In der ersten Linie des Kampfes stehen die Wissenschaftler, Ingenieure und Arbeiter der elektronischen Bauelementeindustrie. Die die technische Entwicklung vorantreibende Kraft muß von den Bauelementen ausgehen und nicht nur von den Forderungen der Geräteentwicklungsstellen abhängen. Dabei ist die Aufmerksamkeit besonders auf solche Faktoren zu lenken, wie: die Lebensdauer, die Temperatur- und Klimafestigkeit, die Einhaltung enger Toleranzen, die Verbesserung der Herstellungstechnologie, die Senkung des Ausschusses und der Kosten. Es ist einerseits zu gewährleisten, daß der Bedarf an speziellen Bauelementen gedeckt wird, auch wenn er nur geringe Mengen beinhaltet, es ist jedoch andererseits durch die Schaffung einer Standardreihe für Bauelemente speziell für die kommerzielle Technik zu verhindern, daß eine übermäßige Verbreiterung des Sortimentes eintritt.

Mit aller Entschiedenheit muß der im Industriezweig weit verbreiteten Ansicht entgegengetreten werden, daß bei den elektronischen Bauelementen nur bei wenigen Ausnahmen das Gütezeichen Q erreichbar sei.

Im Wettbewerb zu Ehren des VI. Parteitages der SED wurden in allen Betrieben der wissenschaftlich-technische Stand der Erzeugnisse überprüft und Maßnahmen zur schnellen Erreichung des Höchststandes getroffen. Ich möchte hier nur einige Verpflichtungen aus dem Gebiet der Halbleitertechnik herausgreifen. So wird die sozialistische Arbeitsgemeinschaft „UKW-Transistor" die Entwicklungsarbeiten und den Bau der Fertigungseinrichtungen so beschleunigen, daß im III. Quartal 1963 die Pilotfertigung von HF-Transistoren bis 200 MHz begonnen werden kann. Die sozialistische Arbeitsgemeinschaft „Silizium Leistungsgleichrichter" wird bis zum VI. Parteitag die ersten Muster hochsperrender 200 A Si-Gleichrichter (besonders für den Einsatz in E-Loks) herstellen.

Andererseits sind von der Geräteindustrie und anderen Zweigen des Maschinenbaus spezielle Fertigungseinrichtungen zu produzieren. Die Betriebe der elektronischen Meßtechnik müssen für alle Arten der elektronischen Bauelemente die für die Entwicklung und Produktion hochwertiger Bauelemente notwendigen Meßgeräte und Automaten rechtzeitig mit dem notwendigen Vorlauf zur Verfügung stellen. Welche unmittelbaren Wechselbeziehungen hierbei auftreten, möchte ich nur an zwei Beispielen darstellen. Die elektronische Geräteindustrie fordert bekanntlich dringend HF-Transistoren bis 200 MHz und noch darüber. Die Entwicklung und Produktion wird jedoch auf Grund fehlender Meßmittel behindert. Ähnlich sieht es bei den Schwing- und Filterquarzen aus. Hier wird u. a. höhere Frequenzkonstanz gefordert. Die dazu benötigten, mindestens um eine Zehnerpotenz besseren Meßgeräte stehen für die Produktion noch nicht zur Verfügung.

Was für die Bauelemente gilt, trifft ebenfalls auf die Probleme zu, die Mechanisierung und Automatisierung in meßtechnischer Hinsicht stellen. Auch ihnen wird unsere Meßgeräteindustrie noch nicht in vollem Umfang gerecht. Es geht darum, für die verschiedensten Produktionsprozesse die entsprechenden speziellen Meßgeräte zur Verfügung zu stellen, denn letzthin hängt die Qualität der hergestellten Produkte von der zu ihrer Prüfung angewandten Meßtechnik ab. Die Lösung des Problems der rentablen Entwicklung und Fertigung solcher Spezialmeßgeräte liegt offensichtlich in der Anwendung der Bausteinbauweise. Die guten Anfänge, die z. B. in den VEB Funkwerk Dresden und Funkwerk Erfurt bereits vorhanden sind, müssen rasch weiterentwickelt und verallgemeinert werden.

Betrachten wir als Beispiel die Wechselbeziehungen zwischen Elektronik und Chemie. Die chemische Industrie benötigt zur Erfüllung ihrer umfangreichen Aufgaben modernste elektronische Geräte. Die Elektronik fordert hierzu von der Chemie hochwertige Rohstoffe und Halbzeuge wie: Isolierstoffe mit spezifischen Eigenschaften, hochreine Oxyde, Leuchtstoffe u. a.

Aus den wenigen Beispielen ist zu ersehen, wie vielfältig die Beziehungen der Elektronik zu anderen Zweigen der Volkswirtschaft sind. Sie können nur im großen Rahmen von den zentralen staatlichen Organen festgelegt werden. Es ist deshalb eine dringende Forderung, daß besonders die Betriebe der Bauelementeindustrie die Verbindung zu den Herstellern ihrer Rohstoffe und Grundmaterialien wesentlich verbessern. Dabei muß weit vorausschauend mit den Wissenschaftlern und Ingenieuren dieser Zweige die Entwicklung neuer Werkstoffe organisiert werden. Die beste Form, in der die dabei ohne Zweifel zahlreich auftretenden Probleme gelöst werden können, ist die der sozialistischen Gemeinschaftsarbeit.

Abschließend noch zu einem Problem der gesamten Elektrotechnik. Die Rolle und Aufgaben eines führenden Industriezweiges kann sie nur erfolgreich lösen, wenn in allen Betrieben und VVB der Kampf gegen die weit verbreitete „Zulieferideologie" geführt wird. Die Elektrotechniker tragen die Verantwortung für den Einsatz moderner elektrischer, besonders elektronischer Geräte und Ausrüstungen in den anderen Zweigen der Volkswirtschaft. Sie dürfen deshalb ihre Aufgabe nicht darin sehen, nur auf Grund von Bestellungen die Geräte und Ausrüstungen zu liefern, sondern sie müssen die Initiative entwickeln für die Durchdringung der Volkswirtschaft mit den weitreichenden und zukunftsvollen Möglichkeiten besonders der modernen Elektronik.

Möglichkeiten der kernphysikalischen Elektronik bei der Entwicklung automatisierungsgerechter elektronischer Meßverfahren

W. RICHTER

Einleitung

Zur Erhöhung der Arbeitsproduktivität erfolgt in immer stärkerem Maße eine Automatisierung von Betriebsabläufen. Der vollständige Neuaufbau von automatisierten Einrichtungen ist auf Grund der hohen Investitionen und der notwendigen Konzentration von Wissenschaftlern und Technikern nur beschränkt möglich. Die Automatisierung bereits bestehender Anlagen erfordert dagegen wesentlich weniger Materialaufwand, ist jedoch oft schwierig oder unmöglich, wenn bei der Entwicklung dieser Anlagen die regelungstechnischen Gesichtspunkte nicht berücksichtigt wurden. Wenn auch die regelungstechnischen Probleme von Fall zu Fall verschieden sind, so lassen sich doch für elektronische Meßverfahren allgemeine Richtlinien zur Erleichterung einer späteren Automatisierung aufstellen. Es zeigt sich, daß das Grundprinzip zur Messung von Kernspektren in der Kernphysik in vielen Punkten den Forderungen der Automatisierung entspricht, so daß analoge technische Meßverfahren anzustreben sind.

Anforderungen an eine automatisierungsgerechte Meßanordnung

Infolge der Tendenz nach immer höheren Produktionsvolumen, die erst eine Automatisierung wirtschaftlich werden läßt, tritt das Problem der Beherrschung des Produktionsablaufes immer mehr in den Vordergrund.

Im einzelnen heißt das:

Laufende Kontrolle der entscheidenden Parameter und des Betriebszustandes der Anlage, um Stillstandszeiten auf die unvorhersehbaren Ausfallzeiten zu beschränken.

Einstellung der optimalen Betriebsbedingungen sowie die Durchführung technologischer Veränderungen während des normalen Arbeitsablaufes.

Man muß in der Lage sein, die Anlage zu testen, ohne daß eine maximale Ausschußquote überschritten wird. Das Streben nach einer Mindestproduktion, die unter keinen Umständen unterschritten werden darf, entspringt dem wirtschaftlichen Zwang nach Amortisation der hohen Investitionen.

Den elektronischen und anderen Meßeinrichtungen fallen daher große Aufgaben zu, denn sie sind das erste Glied eines jeden Regelkreises.

Der Meßvorgang

Innerhalb automatischer Einrichtungen kann die Funktion eines Schalters am einfachsten realisiert werden. Es ist daher zu fordern, daß sich der Meßvorgang aus einer Aufeinanderfolge von Schaltfunktionen zusammensetzt.

Die Anzahl der Schaltfunktionen ist von geringerer Bedeutung, da die zeitliche Aufeinanderfolge in elektronischen Meßeinrichtungen mit sehr großer Geschwindigkeit durchgeführt werden kann, so daß die Übergangszeit innerhalb der Meßanordnung wesentlich kleiner gehalten werden kann, als dies in den nichtelektrischen Funktionsgruppen eines Regelkreises der Fall ist. Außerdem kann die Funktion eines Schalters bei manueller Bedienung eines Meßgerätes von angelernten Hilfskräften ausgeübt werden, während kompliziertere Meßverfahren eine höhere Qualifikation des Personals erfordern.

Registrierung und Auswertung der Meßergebnisse

Die Beherrschung des Betriebsablaufes erfordert eine Registrierung (z. B. in Abhängigkeit von der Zeit) und eine Zählung der Meßergebnisse in großem Umfange, da nur so statistische Verfahren bei der Erprobung der automatisierten Anlagen möglich sind. Diese Anforderungen erfüllen beispielsweise dekadische Zähl- und Registriereinrichtungen, wie sie in der Kernelektronik üblich sind.

Der funktionsgerechte Aufbau der Meßeinrichtung

Die Einteilung einer Meßeinrichtung in voneinander unabhängige Funktionsgruppen ist notwendig, um bei Defekten eine schnelle Austauschbarkeit der betreffenden Funktionsgruppe zu gewährleisten. Andererseits ergeben sich die bekannten Vorteile eines Baukastenprinzips, wie Erhöhung der Stückzahlen solcher Funktionsgruppen, die in vielen Meßverfahren gleichermaßen auftreten (Netzteile, Registrier- und Zähleinrichtungen, Meßverstärker) und Verringerung der Entwicklungszeiten für neue Verfahren, da nur die spezifischen Funktionsgruppen zu entwickeln sind, während die anderen Gruppen als standardisierte Einheiten übernommen werden.

Das Prinzip kernphysikalischer Meßmethoden zur Bestimmung von Kernspektren

Eine Hauptaufgabe der Spektrometrie ist die Bestimmung der Intensität einer Kernstrahlung in Abhängigkeit von ihrer Energie. Spektrometermeßplätze sind in Funktionsgruppen entsprechend Bild 1a unterteilt. Linearverstärker und Impulshöhenanalysatoren sind allgemein verwendbare Baugruppen, die in Serienproduktion hergestellt werden, während Strahlungsquelle und Detektor spezifisch für die jeweilige Meßaufgabe sind.

Arbeitsweise eines Spektrometers

Die einfallenden Partikel oder Quanten erzeugen durch Ionisation eine Ladungsmenge, die der Energie der einfallenden Strahlung proportional ist. Dieser Ladungsimpuls erzeugt an der Detektorkapazität und der Eingangskapazität des Verstärkers einen Spannungsimpuls, der verstärkt und im Analysator registriert wird. Ein Impulshöhenanalysator besteht aus mehreren Zählkanälen, in denen die Impulse je nach ihrer Spannungs- oder Stromamplitude gespeichert werden.

Analog können technische Impulsmeßmethoden (s. Bild 1b) aufgebaut werden. Der Strahlungsquelle entspricht der Impulsgeber, dem Detektor der Prüfling. Zusätzlich erscheint ein Meßwertumformer, der den Ausgangsimpuls des Prüflings (z. B. einen Lichtimpuls) in einen Spannungs- oder Stromimpuls umwandelt, dessen Amplitude der Meßgröße proportional ist.

Impulsmeßverfahren, die nach dem kernphysikalischen Grundprinzip aufgebaut sind, erfüllen die Forderungen der Automatisierung gut. Zur Durchführung der Messung ist durch einen Schalter ein einziger Impuls des Impulsgebers auszulösen. Da Impulsauslösung und Registrierung mit sehr großer Schnelligkeit erfolgen können, ist die Meßgeschwindigkeit hauptsächlich begrenzt durch die Zeit, in der die Prüflinge der Meßeinrichtung zugeführt werden können.

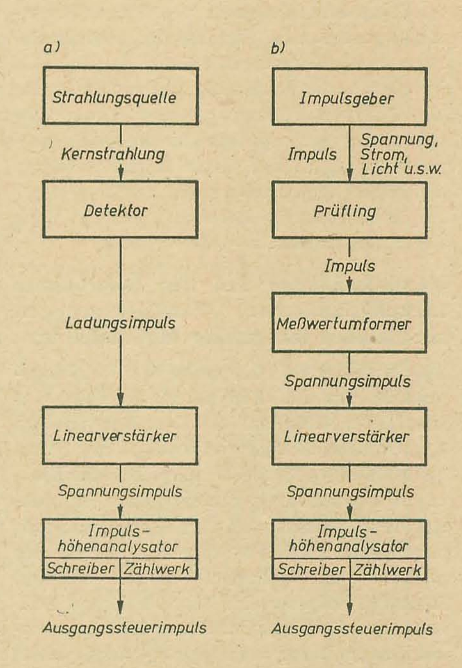


Bild 1: a) Meßanordnung zur Bestimmung von Kernspektren; b) Impulsmeßanordnung zur Bestimmung von Kenngrößen eines Gerätes oder Bauelementes

Der Impulshöhenanalysator kann zur Steuerung der folgenden Stufen eines Regelkreises Strom- oder Spannungsimpulse der notwendigen Leistung abgeben. Das Meßgerät ist unabhängig von der zu messenden Größe nach einem einheitlichen Prinzip aufgebaut, wobei die teuersten Funktionsgruppen — Linearverstärker und Analysator — standardisiert werden können. Das hat für die Regelungstechnik den Vorteil, daß solche Meßgeräte genormte Ausgangssignale abgeben. Impulsgeber und Meßwertumformer müssen je nach den Erfordernissen entwickelt werden.

Tabelle 1: Meßwertumformer

Eingangsgröße	Ausgangsgröße	Verwendete Funktionsgruppe
Ladung	Impulshöhe	Ladungsverstärker
Impulsbreite	Impulshöhe	Zeit-Amplituden-Transformationsstufe
Impulsdichte (Fequenz)	Impulshöhe	Impulsdichtemesser
Wechselspannung	Impulshöhe	Diskriminator
Gleichspannung	Impulshöhe	Zerhacker
Lichtimpuls	Impulshöhe	Fotovervielfacher
Impulshöhe	Impulsbreite	Amplituden-Zeit-Transformationsstufe
Impulsdichte	Gleichspannung	Impulsdichtemesser

Tabelle 2: Anforderungen an die Funktionsgruppen

Kernphysik	Betriebsmeßtechnik
Meßschnelligkeit: $10 \cdots 10^3$ Impulse/s	< 1 Impuls/s
Art der Impulsfolge: statistisch	periodisch
Überlastungsgefahr: groß beim Vorhandensein unerwünschter Störstrahlung	nicht vorhanden, da die Impulshöhen in einem vorgegebenen Bereich liegen
Kanalzahl: $1 \cdots 4096$	ist gleich der Zahl der zu unterscheidenden Stufen, im allgemeinen unter 5
Empfindlichkeit der Verstärker: soll möglichst groß sein, kleines Rauschen	nicht so kritisch durch frei wählbare Dimensionierung des Impulsgebers

Funktionsgruppen in der kernphysikalischen Elektronik, die für technische Meßverfahren anwendbar sind

Die nachstehenden Impulsgeneratoren dienen zur Prüfung der Meßanordnungen nach dem Detektor: Spannungsimpulsgeneratoren mit Anstiegszeiten bis unter $1 \cdot 10^{-9}$ s, Stromimpulsgeneratoren, Ladungsimpulsgeneratoren und Lichtimpulsgeneratoren.

Tabelle 1 zeigt, daß viele Meßwertumformer einen Impuls (Spannung oder Strom) abgeben, dessen Amplitude der Meßgröße proportional ist, so daß dieser Impuls in einem Analysator registriert werden kann.

Impulshöhenanalysatoren besitzen je nach den Erfordernissen $1 \cdots 4000$ Kanäle.

Vereinfachungen bei der Übernahme kernphysikalischer Funktionsgruppen zum Aufbau technischer Meßverfahren

Die unveränderte Übernahme von Funktionsgruppen aus der Kernphysik scheitert aus finanziellen Gründen. Mehrkanalanalysatoren sind Objekte, die sehr viel kosten. Diese hohen Aufwendungen für die kernphysikalische Elektronik ergeben sich durch die großen Anforderungen an Genauigkeit und Empfindlichkeit, Lebensdauer und Schnelligkeit, die bei der Spektrometrie gefordert werden müssen. Während beispielsweise bei technischen Meßmethoden die Dimensionierung des Linearverstärkers in bezug auf Empfindlichkeit meist unkritisch ist durch entsprechende Auslegung des Impulsgenerators, muß bei Spektrometerverstärkern möglichst die Grenzempfindlichkeit der Röhren oder Transistoren ausgenutzt werden. Tabelle 2 gibt einen Überblick über die weiteren Unterschiede.

Infolge schaltungsmäßiger Vereinfachungen kann man erwarten, daß technische Impulsmeßgeräte wesentlich billiger als analoge Spektrometermeßplätze werden.

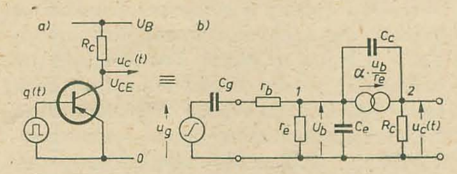


Bild 2: a) Ladungsgesteuerter Transistor; b) Ersatzschaltung des ladungsgesteuerten Transistors, Bedingungen für eine genaue Grenzfrequenzmessung: $C_c \ll C_e$, $C_g \ll C_e$, $C_g \cdot r_b \ll \delta$, $\delta \ll \tau = \frac{1+\beta}{\omega_\alpha}$, $C_c \cdot R_c \ll \delta$, $C_c \cdot r_e \ll \delta$

Automatisierungsgerechte Messung der f_α-Grenzfrequenz bei Transistoren

Die f_α-Grenzfrequenz wurde bisher entsprechend ihrer Definition bestimmt. Danach ist sie die Frequenz, bei der die Kurzschlußstromverstärkung in Basisschaltung auf das $1/\sqrt{2}$-fache ihres Wertes bei tiefen Frequenzen gesunken ist. Bei dieser Messung müssen mehrere Operationen vom Bedienungspersonal durchgeführt werden, die durchaus keine einfachen Schaltfunktionen sind und daher einer Automatisierung große Schwierigkeiten bereiten. Das Problem bestand darin, eine Meßmethode zu entwickeln, bei der ein Eingangsimpuls auf den Transistor gegeben wird und der Ausgangsimpuls ein eindeutiges Maß für die Grenzfrequenz ist.

Nichtautomatisierungsgerechte f_α-Bestimmung

Der Meßvorgang setzt sich aus folgenden Stufen zusammen:

a) Einschalten eines niederfrequenten Stromes;
b) Einstellen von Vollausschlag an einem Röhrenvoltmeter, das die Ausgangsspannung des Transistors mißt;
c) Erhöhung der Frequenz des Eingangsstromes unter Konstanthaltung der Amplitude, bis der Ausschlag am Röhrenvoltmeter auf das $1/\sqrt{2}$-fache des Vollausschlages zurückgegangen ist;
d) Ablesen der Frequenz am Frequenzgenerator;
e) Rückstellung der Frequenz auf die tiefe Bezugsfrequenz.

Bei der Automatisierung sind folgende Funktionen zu realisieren:

a) Schalter,
b) Amplitudenveränderung eines Wechselstromes;
c) Frequenzveränderung des Eingangswechselstromes;
d) Frequenzmessung;
e) Rückstellung der Frequenz.

Eine solche Aufgabe kann nur durch eine Programmsteuerung gelöst werden.

Automatisierungsgerechte f_α-Bestimmung über die Messung der Ladungsverstärkung eines Transistors

Theoretische Grundlagen

Wird ein Transistor in Emitterschaltung mit einem Ladungsimpuls ausgesteuert, so ergibt sich ein Ausgangsstromimpuls, der durch folgende Gleichung in guter Näherung beschrieben wird:

$$i_c = \alpha \cdot \omega_\alpha \cdot Q \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \qquad (1)$$

$$\left(\tau = \frac{1+\beta}{\omega_\alpha}\right)$$

Dabei müssen verschiedene Bedingungen durch entsprechende Dimensionierung von C_g, δ, R_c und des Transistorarbeitspunktes erfüllt sein (s. Bilder 2a und 2b). Ein Ladungsgenerator wird realisiert durch einen Spannungsgenerator mit rein kapazitiver Ankopplung an den Transistoreingang. Die Dauer des Ladungsimpulses δ ist gleich der Anstiegszeit des Spannungsimpulses. Die Amplitude des Kollektorspannungsimpulses ist

$$u_{cm} = R_c \cdot i_{cm} = R_c \cdot \alpha \cdot \omega_\alpha \cdot Q = A \cdot f_\alpha$$

$$f_\alpha = \frac{u_{cm}}{A} = \frac{1}{2\pi \cdot \alpha \cdot R_c \cdot Q} u_{cm} \qquad (2)$$

Bei dieser Meßschaltung erübrigt sich eine Transformations- und eine Verstärkerstufe, u_{cm} kann direkt einem Amplitudenanalysator zugeführt werden. Der Grundmeßfehler ist bestimmt durch die statistischen Schwankungen von α. Da man annehmen kann, daß die Stromverstärkung α zwischen 0,95 und 1 liegt, rechnet man mit einem α von 0,975 und begeht einen maximalen Grundmeßfehler von $\pm 2{,}5\%$.

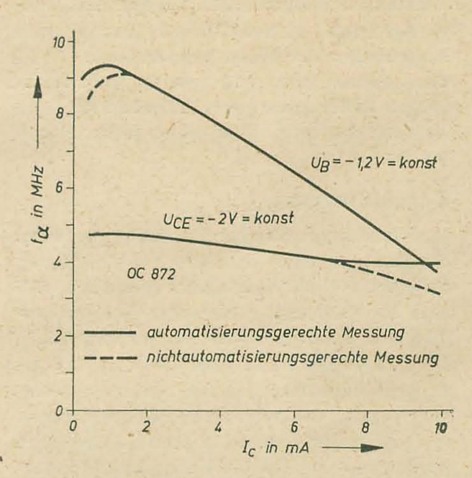


Bild 3: Abhängigkeit der Grenzfrequenz f_α vom Ruhestrom bei konstanter Kollektorspannung, gemessen mit zwei verschiedenen Meßverfahren

Der tragbare Reportageverstärker V 95

ALFRED TOLK

Mitteilung aus dem Rundfunk- und Fernsehtechnischen Zentralamt (RFZ)

Der Reportageverstärker V 95 wurde für Zwecke entwickelt, bei denen Reportagen netzunabhängig durchgeführt werden müssen, oder wo ein leichtes Gerät zur Verfügung stehen muß, z. B. an unzugänglichen Orten oder wo der Einsatz eines Übertragungswagens nicht lohnt. Er ermöglicht den gleichzeitigen Betrieb von drei Mikrofonen. Ausgangsseitig wird der für Rundfunkleitungen übliche Pegel von +6 oder +12 dB an 600 Ω abgegeben. Das Gerät enthält für die innere Eichung sowie zum Pegeln der Rundfunkleitungen einen Tongenerator mit den Frequenzen 1 und 8 kHz, einen Aussteuerungsmesser kombiniert mit einem Abhörverstärker sowie die Stromversorgung für 8 ··· 15 h Betriebsdauer (je nach Aussteuerung). Ein Abhörlautsprecher und Ladegerät für die Sammler sind eingebaut.

Schaltung

Die Gesamtschaltung (Bild 1) ist in einzelne Gruppen aufgeteilt, die weitgehend selbständig sind.

Vorverstärker

Im Vorverstärker wird eine Verstärkung von etwa 40 dB erzielt. Durch einen Eingangsübertrager wird das Mikrofon mit 200 Ω Generatorwiderstand so an den Transistor angepaßt, daß sich ein Optimum für das Rauschen dieser Stufe ergibt. Der auf den Eingang bezogene Störpegel beträgt höchstens —115 dB und erreicht, je nach Transistor, Werte bis —125 dB. Der Eingangsscheinwiderstand beträgt dabei 200 Ω. Es ergibt sich also Leistungsanpassung.

Da der erste Transistor unausgesteuerte Signale verarbeiten muß, ist es notwendig, eine gewisse Übersteuerungssicherheit vorzusehen; die Kollektorspannung darf deshalb 2 V nicht unterschreiten. Die Transistoren für die Eingangsstufe müssen daraufhin ausgesucht werden, ob auch bei dieser Spannung sich der Rauschpegel noch nicht vergrößert (allgemein steigt das Rauschen von Transistoren mit höherer Kollektorspannung). Die Dimensionierung einer Vorstufe ist deshalb ein Kompromiß zwischen Übersteuerungssicherheit und geringem Eigenrauschen.

Der bei Reportagen normalerweise am Mikrofon herrschende Schalldruck beträgt 10 μbar. Ein dynamisches Mikrofon mit einer Empfindlichkeit von 0,1 mV/μbar liefert dabei einen Leerlaufpegel von —58 dB. Damit ergibt sich ein Mindest-Störabstand von 57 dB für 10 μbar Schalldruck. Der maximal zu verarbeitende Schalldruck beträgt bei Verwendung eines dynamischen Mikrofons 50 μbar, entsprechend —44 dB Eingangspegel. Die nichtlinearen Verzerrungen d_2 und d_3 liegen dann noch unter 1%.

Damit auch noch höhere Schalldrücke verarbeitet werden können, ist eine einschaltbare Gegenkopplung vorgesehen, welche die Verstärkung um 10 dB vermindert und die Aussteuerungsfähigkeit um den gleichen Betrag bis 160 μbar vergrößert.

Als Regler wird, wie in der Studiotechnik üblich, ein Kohleschicht-Flachbahnregler benutzt. Gegenüber den Studioreglern sind jedoch der Regelbereich und die Länge des Reglers verkürzt worden.

10 dB Dämpfungsänderung werden im Bereich kleiner Dämpfungen durch 15 bis 18 mm Reglerweg erreicht.

Der Vorverstärker ist mechanisch so aufgebaut, daß der Eingangsanschluß, der eigentliche Verstärker, der Flachbahnregler und der Empfindlichkeitsumschalter von einem gemeinsamen Gehäuse umgeben werden. Dadurch wird vom Eingangsanschluß bis zum Ausgang des Reglers eine lückenlose Abschirmung erreicht. Ebenso wie die anderen Bauteile ist der Vorverstärker innerhalb des Gesamtgerätes leicht auswechselbar.

Einem der drei Vorverstärker ist ein Schalter zugeordnet, der es gestattet, einen Pegel von +6 oder +12 dB über ein Dämpfungsglied und einen Eingangstrafo direkt auf den Eingang des Reglers zu geben. Diese Möglichkeit ist bei Programmübernahmen sehr erwünscht und zweckmäßig.

Hauptverstärker

Infolge des relativ hochohmigen Reglers ist ein Eingangswiderstand des Hauptverstärkers von etwa 100 kΩ erforderlich, der durch die Reihenschaltung einer Kollektorstufe und einer stark gegengekoppelten normalen Verstärkerstufe erreicht wird. Durch die Gegenkopplung erhält die Verstärkerstufe einen sehr hohen Innenwiderstand, was die Zusammenschaltung der drei Kanäle an dieser Stelle erleichtert. Die Zusammenschaltung erfolgt, indem diese Stufe auf einen 1-kΩ-Außenwiderstand arbeitet, der allen drei Kanälen gemeinsam ist. Der zweistufige Impedanzwandler vor dem Zusammenschaltungspunkt hat eine Verstärkung von 10 dB, der nachfolgende Endverstärker eine von 30 dB. Der normale Ausgangspegel an 600 Ω beträgt +12 dB. An einer Anzapfung des Trafos können aber auch +6 dB abgenommen werden, was vielfach für den Eingang von Magnettongeräten oder weiterer V 95 benötigt wird.

In der Endstufe wird ein 100-mW-Transistor in A-Schaltung benutzt. Obwohl in dieser Schaltung, verglichen mit einer Gegentaktschaltung, nur noch sehr geringe Aussteuerungsreserven stecken, wurde sie doch als die

---

Experimentelle Ergebnisse

Mit einer Schaltung nach den Bildern 2a und 2b wurden Grenzfrequenzen bis 30 MHz bestimmt. Der Ladungsgenerator bestand aus einem mit Elektronenröhren bestückten Spannungsgenerator (Spannungen von 0 ··· 50 V), der über eine Kapazität C_g von einigen pF an den Transistor angekoppelt wurde. Die Dauer des Ladungsimpulses betrug entweder 50 ns oder 200 ns. Da es sich nur um eine Versuchsanordnung handelte, wurde die Ausgangsspannung des Transistors nicht einem Analysator zugeführt, sondern mit einem spannungsgeeichten Impulsoszillografen gemessen. Im Bild 3 erfolgt eine Gegenüberstellung der Meßergebnisse mit denen, die bei einer nicht automatisierungsgerechten Messung erhalten wurden. Die Abweichungen liegen innerhalb der Meßgenauigkeit.

Die Ladungsimpulse wurden so groß gemacht, daß sich genügend hohe Kollektorimpulse ergaben.

Beispiel:

$$C_g = 2\,\text{pF},\ u_{gm} = 5\,\text{V},\ Q = C_g \cdot u_{gm} = 10^{-11}\,\text{As},\ R_c = 1\,\text{k}\Omega$$

$$u_{cm} = 6{,}3 \cdot 10^{-8}\,\text{V} \cdot 1/\text{s} \cdot f_\alpha$$

Bei einer Grenzfrequenz $f_\alpha = 10$ MHz ergibt sich damit eine Kollektorspannungsamplitude von $u_{cm} = 0{,}63$ V

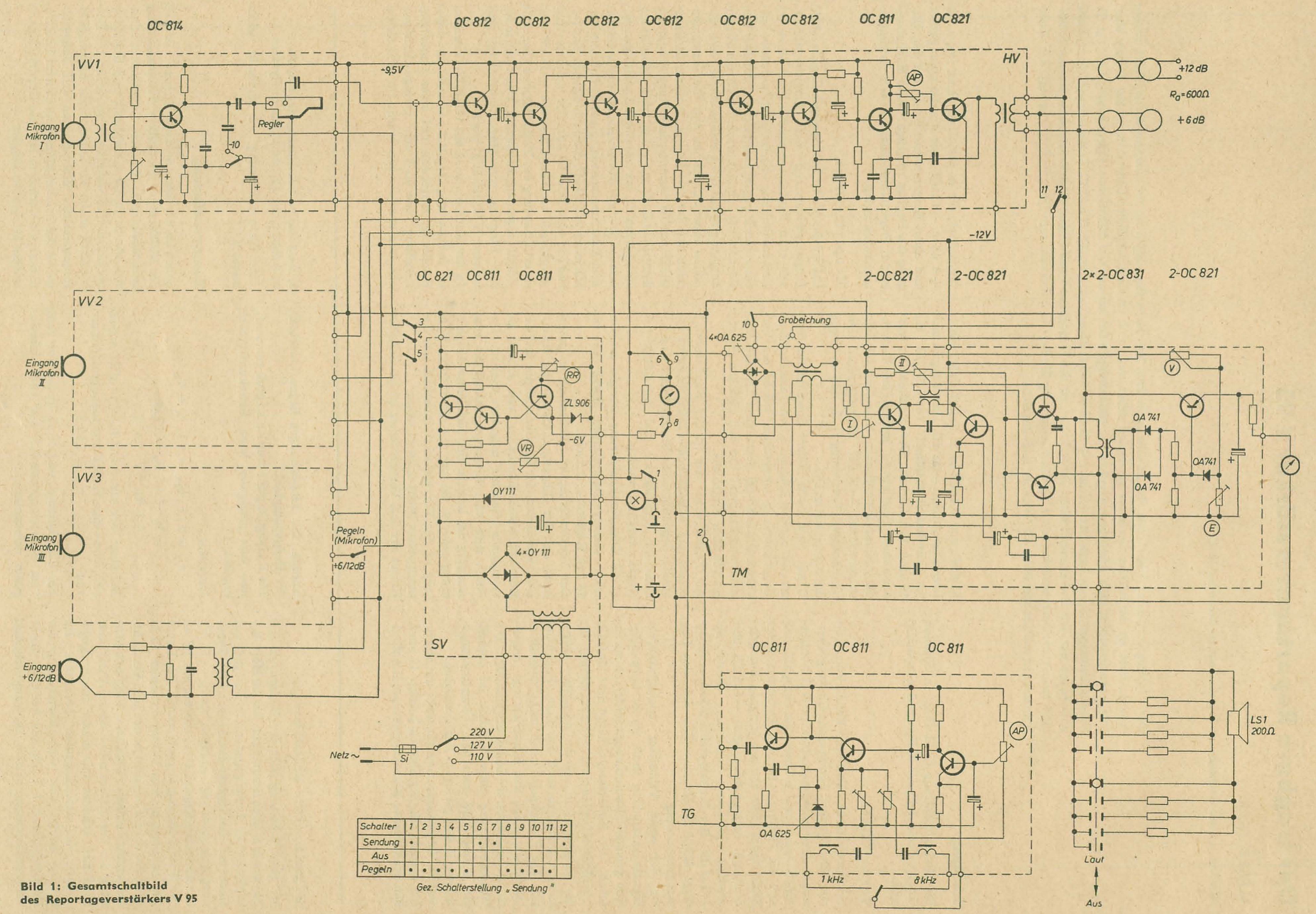
Bei dem ladungsgesteuerten Transistor sind vom Bedienungspersonal nur zwei Arbeitsgänge vorzunehmen:

a) Einschalten des Ladungsgenerators,
b) Ablesen der Frequenz am Analysator.

Eine Automatisierung ist nunmehr leicht möglich.

Zusammenfassung

Schon bei der Auswahl einer Meßmethode muß der Elektroniker die spätere Automatisierung berücksichtigen. Digitale Impulsmeßverfahren, wie sie in der Kernphysik und Kerntechnik üblich sind, eignen sich gut dafür. Die Entwicklung eines Einheitssystems automatisierungsgerechter Meßverfahren und Meßgeräte würde die Leistungsfähigkeit unserer Elektronikindustrie erhöhen und die Exportfähigkeit solcher Meßgeräte steigern.



Schalter	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Sendung	•					•	•					•
Aus												
Pegeln	•	•	•	•	•			•	•	•	•	

Gez. Schalterstellung „Sendung"

Bild 1: Gesamtschaltbild des Reportageverstärkers V 95

verzerrungsärmste und vor allem betriebssicherste Schaltung gewählt.

Durch die bei einer Gegentaktschaltung notwendige Phasenumkehrstufe erhöhen sich vor allem die nichtlinearen Verzerrungen bei kleinen Aussteuerungen, wenn nicht ein wesentlich erhöhter Aufwand getrieben wird, was hier aus Raumgründen nicht in Frage kam.

Die Betriebsspannung der Endstufe beträgt je nach Ladezustand des Akkus 12 ± 1 V. Neben dieser Betriebsspannung steht im V 95 noch eine elektronisch stabilisierte Spannung von 9,5 V mit kleinstem Innenwiderstand zur Verfügung. Eine Stabilisierung ist ohnehin für die Vergleichsspannung des Tonmessers notwendig. Für die Vorstufen bringt die Nutzung dieser Spannung den Vorteil, daß keinerlei Verkopplungen mit den Endstufen auftreten können. Es waren deshalb auch keinerlei Siebmittel in den Stromversorgungsleitungen notwendig.

Im Endverstärker liegt die Treiberstufe an der 9,5-V-Betriebsspannung. Vom Kollektor der Treiberstufe erhält die Endstufe ihren Basisstrom. Dadurch ergibt sich eine fast ideale Temperaturkompensation. Bei steigender Temperatur steigt der Strom in der Treiberstufe, deren Kollektorspannung sinkt, und damit auch der Basisgleichstrom der Endstufe. Der Anstieg des Kollektorreststromes in der Endstufe ist damit etwas mehr als ausgeglichen. Bei steigender Temperatur fällt der Strom der Endstufe geringfügig (von 20 °C bis 45 °C um etwa 15%). Der Arbeitspunkt der Endstufe wird mit einem Potentiometer eingestellt.

Der Basisstrom der Endstufe wird von der stabilisierten Spannung abgenommen und bleibt daher unabhängig vom Ladezustand der Akkus. Da der Kollektorstrom eines Transistors weitgehend unabhängig von der Kollektorspannung ist und praktisch nur durch den Basisstrom bestimmt wird, ist der Strom der Endstufe sehr konstant.

Gemeinsam mit einer entsprechend dimensionierten Spannungsaussteuerung der Endstufe wird hierdurch erreicht, daß bei Abfall der Betriebsspannung von 12,6 auf 10 V kein meßbarer Anstieg der nichtlinearen Verzerrungen eintritt. Für die NC-Sammler ist jedoch nur eine Entladung bis 11 V zulässig, so daß noch eine reichliche Reserve vorhanden ist, um gewisse Fertigungsstreuungen aufzufangen. Die Änderung der Verstärkung des Hauptverstärkers zwischen Umgebungstemperaturen von 20 °C ··· 40 °C und Betriebsspannungen von 10 ··· 12,6 V sind $< 0{,}2$ dB.

Tongenerator

Der Tongenerator wird zum Prüfen des Verstärkers, zum Eichen des Tonmessers und zum Pegeln der Rundfunkübertragungsleitungen benötigt. Um große Bauelemente für eine niedrige Frequenz zu vermeiden, sind nur die Frequenzen 1 und 8 kHz vorgesehen.

Es wurde ein zweistufiger gegengekoppelter Verstärker aufgebaut und die Rückkopplung zwischen die beiden Emitter eingefügt. Diese Schaltung hat den Vorteil, daß man den Innenwiderstand am Kollektor des zweiten Transistors, wo die Auskopplung erfolgt, sehr klein und ohne Mühe auch negativ machen kann. Bei Verringerung des Kollektorwiderstandes durch einen parallelgeschalteten Belastungswiderstand wird nämlich das Verhältnis r_e/r_c größer und die Mitkopplung steigt, wodurch die Amplitude am Kollektor konstant bleibt oder sich sogar erhöht. Trotz dieser Eigenschaft der Schaltung ist eine automatische Amplitudenregelung notwendig, um den Klirrfaktor klein zu halten. Diese erfolgt mit einer Diode, die aus der Ausgangsamplitude eine positive Gleichspannung gewinnt, die der Basis des ersten Transistors zugeführt wird.

Tonmesser

Der Tonmesser stellt insofern ein besonderes Problem dar, weil hier eine sehr hohe Stabilität der Anzeige gefordert wird. Es wurde hierfür eine Anzeigeschaltung entwickelt, bei der der Gleichrichter das Anzeigeinstrument direkt speist. Für die erforderliche Logarithmierung wurde die Prinzipschaltung nach Bild 2 entwickelt.

Die durch Gleichrichtung der Wechselspannung gewonnene Gleichspannung wird über einen Vorwiderstand dem Anzeigeinstrument zugeführt. Dem Instrument sind über vorgespannte Gleichrichter $Gl_1 \cdots Gl_3$ Nebenwiderstände $R_1 \cdots R_3$ parallelgeschaltet. Die Vorspannung, die mittels der Regler $R_4 \cdots R_6$ eingestellt wird, ist etwa gleich den Spannungen $U_1 \cdots U_3$ (Bild 3). Daraus folgt, daß die Gleichrichter $Gl_1 \cdots Gl_3$ erst bei Erreichen dieser Spannungen die mit ihnen in Reihe liegenden Nebenwiderstände $R_1 \cdots R_3$ dem Instrument parallel schalten. Der Widerstand, den man an den Anschlußstellen des Instrumentes messen kann, wird dadurch in der gewünschten Weise nichtlinear.

Bild 3 zeigt den Verlauf des Instrumentenstromes und der proportionalen Instrumentenspannung über der Eingangswechselspannung.

Man erkennt die Einschaltspannungen U_1 bis U_3, bei denen immer ein weiterer Nebenwiderstand zugeschaltet wird. Die Lage der Schaltpunkte ist also eindeutig durch die Schaltspannung, also die Vorspannung, und den Verlauf der Kurve unterhalb dieser Spannung gegeben. Letzterer ist durch den bereits eingeschalteten Gesamtwiderstand gegeben. Die Schaltung ist völlig stabil, wenn die Bezugsspannung, von der die Diodenvorspannungen abgeleitet werden, stabil ist. Hieraus ergab sich für den V 95 die Notwendigkeit einer elektronisch stabilisierten Spannung. Nachteilig an der Schaltung sind der relativ große Leistungsbedarf und der stark nichtlineare Abklingvorgang. Für den 40-dB-Anzeigebereich sind etwa 0,5 W erforderlich. Der stark nichtlineare Abklingvorgang, der sich in einem immer langsamer werdenden Abklingen bemerkbar macht, entsteht dadurch, daß sich während der Entladung des Speicherkondensators der Entladewiderstand erhöht. Um diese Nachteile zu vermeiden, wurde zwischen Gleichrichter und Speicherkondensator ein Transistor eingefügt, der als Schalter arbeitet. Ist die Spannung an der Basis negativer als am Emitter, so fließt Kollektorstrom und der Speicherkondensator wird aufgeladen. Vom Gegentaktgleichrichter braucht nur der geringe Basisstrom geliefert zu werden. Ist die Basis-Emitter-Spannung positiv, so ist der Transistor gesperrt. Der Ladekondensator entlädt sich über das Instrument nach einer normalen e-Funktion.

Da der Transistor nur als Schalter arbeitet, sind seine Daten in weiten Grenzen ohne Einfluß auf die Anzeigeeigenschaften und die Stabilität.

Auf der Skale des Instruments sind in etwa gleichen Abständen Marken für 0, —10, —20 und —30 dB angebracht. Sowohl im oberen wie auch im unteren Bereich ist die Skale etwas gedehnt, was die Verwendung von nur einer Schaltdiode ermöglichte und eine erhöhte Ablesegenauigkeit um den Nullpunkt herum mit sich brachte. Dafür ist neben der Einstellung für die Vorspannung auch der Nebenwiderstand selbst regelbar, wodurch eine genügend genaue Einstellung des Skalenverlaufes möglich ist.

Um auch noch eine einwandfreie Anzeige bei Übersteuerungen zu erhalten, muß eine ausreichende Leistungsreserve des Verstärkers vorhanden sein. Für die Endstufe wurden deshalb 1-W-Transistoren vom Typ OC 831 vorgesehen. Um Batteriekapazität zu sparen, arbeitet die Endstufe im B-Betrieb. Da eine reichliche Leistungsreserve vorhanden ist, ist noch ein Abhörlautsprecher vorgesehen worden. Die Dimensionierung wurde so vorgenommen, daß dem Lautsprecher bei + 6 dB Eingangspegel etwa 500 mW zugeführt werden. Um den Wirkungsgrad zu verbessern wurde ein Lautsprecher mit 200 Ω Schwingspulenimpedanz verwendet und direkt an die Kollektoren der Endstufe geschaltet. Die Lautstärkeregelung geschieht durch einen L-Regler direkt vor dem Lautsprecher, damit nicht bei Regelung der Lautstärke die Eichung des Tonmessers verschoben wird. Durch eine sehr starke Gegenkopplung des Verstärkers wird die notwendige Stabilität und ein genügend kleiner Ausgangsscheinwiderstand erzielt. Die Integrationseigenschaften entsprechen der OIRT-Empfehlung 13, Tonmesser „B". Der Frequenzgang ist jedoch nur im Bereich 200 Hz ··· 5 kHz linear, was durch die niedrige Grenzfrequenz der Leistungstransistoren und in Zusammenhang damit durch die Phasenkorrekturglieder in der Gegenkopplung bedingt ist. Eine Betriebserprobung hat gezeigt, daß die Anzeigeeigenschaften für den vorgesehenen Zweck ausreichen. Genau wie beim Hauptverstärker werden auch hier die Basisströme von der stabilen Betriebsspannung entnommen, während die Kollektoren an die volle Spannung

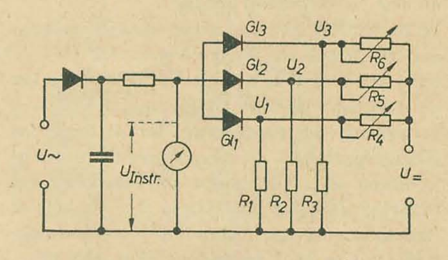


Bild 2: Prinzipschaltung der Logarithmierung

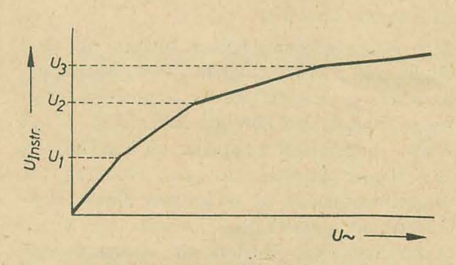


Bild 3: Annäherung an eine logarithmische Kennlinie mit der Schaltung nach Bild 2

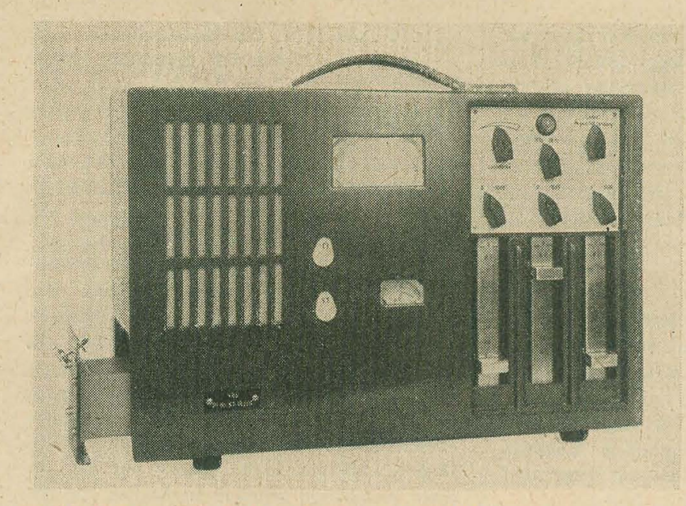


Bild 4: Außenansicht des Reportageverstärkers V 95

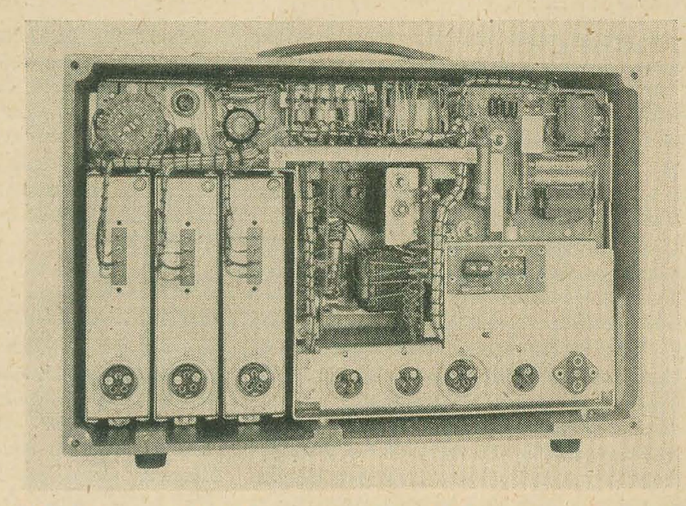


Bild 5: Innenansicht des Reportageverstärkers V 95

angeschlossen sind. Dadurch ergibt sich eine bedeutende Leistungseinsparung bei der Stabilisierung ohne Verschlechterung der Stabilität. Bei tagelangem Betrieb unter gleichbleibenden äußeren Umständen lag die Abweichung ohne nachzueichen bei 0,5 dB. In der ausgeführten Schaltung kann also für eine Genauigkeit von ±2 dB für —20 und —30 dB und von ±1 dB für 0 und —10 dB garantiert werden.

Technische Daten

Verstärker		
Eingangsscheinwiderstand		> 200 Ω
Ausgangsscheinwiderstand	100 Hz ··· 5 kHz	< 300 Ω
	60 Hz ··· 10 kHz	< 400 Ω
Ausgangsabschluß		≧ 600 Ω
Störpegel am Eingang des Vorverstärkers		≦ —115 dB
Störpegel am Ausgang bei geschlossenen Reglern		≦ —50 dB
Nichtlineare Verzerrungen bei +12 dB Ausgangspegel an 600 Ω	d_2 und d_3	< 1%
Maximale Verstärkung		≧ 78 dB
Frequenzgang	60 Hz ··· 10 kHz	± 2 dB
Tonmesser		
Eingangsscheinwiderstand	60 Hz ··· 10 kHz	> 5 kΩ
Nichtlineare Verzerrungen am Lautsprecher	d_2 und d_3	< 3%
Anzeigebereich, bezogen auf Vollaussteuerung		—35 ··· +5 dB
Tongenerator		
Frequenzen		1 und 8 kHz
Klirrfaktor		< 5%
Stromversorgung		
Nennspannung		12 V
Stromverbrauch ohne Aussteuerung		30 mA
Stromverbrauch bei Vollaussteuerung mit Sinuston		250 mA
Batteriekapazität		1 Ah
Normale Betriebsdauer je nach Aussteuerung		etwa 10 h
Abmessungen und Gewicht		
Höhe		260 mm
Breite		367 mm
Tiefe		150 mm
Gewicht		12,5 kp

Stromversorgung

Eine elektronische Stabilisierung arbeitet um so besser, je größer der zulässige Spannungsabfall im Regelglied ist. Im vorliegenden Fall mußte er aber so klein wie möglich gehalten werden, um die zur Verfügung stehende Batteriekapazität möglichst weitgehend auszunutzen. Die untere Grenze für den Spannungsabfall liegt bei der Kollektorrestspannung des Regeltransistors. Mit einer Restspannung von 0,5 V würde sich bei einer tiefsten Entladespannung der Akkus von 11 V eine stabilisierte Betriebsspannung von < 10,5 V ergeben. Um eine Reserve auch bei Tiefenentladung zu besitzen, wurden jedoch 9,5 V festgelegt und die Untersuchungen auf den Bereich 10 ··· 15 V Eingangsspannung ausgedehnt. Durch gleichzeitige Verwendung von Vor- und Rückwärtsregelung wurde erreicht, daß sich in diesem Bereich die Ausgangsspannung nicht meßbar ändert. Änderungen der Ausgangsspannung durch wechselnde Last (0 ··· 30 mA) und schwankende Temperatur (20 ··· 40 °C) bleiben insgesamt unter ±0,1 V.

Das im Gerät vorgesehene Meßinstrument zur Betriebsspannungsüberwachung ist mit einem Pol an das Potential der Zenerdiode gelegt. Dadurch ist der Nullpunkt elektrisch um etwa 6 V unterdrückt und der nutzbare Anzeigebereich entsprechend gedehnt.

Weiterhin ist ein Ladegerät zum Nachladen der NC-Akkus am Wechselstromnetz 110/127 oder 220 V eingebaut. Als Vorwiderstand für die Ladung wird eine Glühlampe 12 V/80 mA verwendet, die gleichzeitig der Anzeige des Betriebszustandes „Ladung" dient. Die Anwendung einer Glühlampe als Vorwiderstand bewirkt, daß der Ladestrom bei steigender Ladespannung der Akkus nicht so stark absinkt, wie es bei Verwendung eines ohmschen Widerstandes der Fall wäre.

Gesamtschaltung

Der Betriebsartumschalter besitzt die drei Stellungen „Aus", „Pegeln" und „Sendung". In Stellung „Pegeln" ist der Tongenerator mit eingeschaltet, und über die Kontakte 3, 4 und 5 wird die erzeugte Frequenz auf den Eingang der Regler gegeben. An den Ausgang des Hauptverstärkers ist dabei das kleine Meßinstrument angeschaltet. Es kann nun durch Aufdrehen eines Reglers ein Ausgangspegel von +12 dB eingestellt werden. Dadurch läßt sich die Funktion aller drei Kanäle ab Regler überprüfen, eine Übertragungsleitung pegeln und der Tonmesser eichen. Infolge der relativ langen Integrationszeit von 60 ms zeigt der Tonmesser bei Modulation etwa 6 dB zu wenig an. Dies wird dadurch ausgeglichen, daß der Eingang des Tonmessers während der Eichung am +6-dB-Ausgang, während des Betriebes aber am +12-dB-Ausgang angeschlossen ist, wie dies für den Tonmesser „B" in der OIRT-Empfehlung 13 vorgesehen ist. Im Gegensatz zum Tonmesser hat das kleine Eichinstrument, das während der Sendung zur Anzeige der Betriebsspannung dient, einen Frequenzgang, der auch Frequenzgangmessungen ermöglicht.

Aufbau des Gerätes

Bild 4 zeigt das Gerät von der Bedienungsseite aus. Die Innenansicht zeigt Bild 5. Die drei Kohleschicht-Flachbahnregler bilden mit den drei Vorverstärkern eine mechanische Einheit. Über den Reglern befinden sich die Schalter für eine einschaltbare Vordämpfung, der Lautstärkeregler für den Lautsprecher, der Frequenzumschalter für den Pegeltongenerator und der Hauptschalter mit den Stellungen Aus — Pegeln — Sendung. In Stellung Aus können die Sammler geladen werden. Der Betriebszustand Laden wird durch die oben in der Mitte des Bedienungsfeldes befindliche Glühlampe angezeigt. In der Mitte des Gerätes befindet sich oben das Aussteuerungsinstrument und darunter ein Instrument zur Kontrolle der Betriebsspannung sowie des Pegeltones. Im Bild 4 ist links seitlich etwas herausgezogen die leicht auswechselbare Kassette mit den Sammlern zu sehen. Es werden zehn gasdichte NC-Sammler mit insgesamt 12 V/1 Ah verwendet.

Im Bild 5 sind an den drei Vorverstärkern die drei Eingangsbuchsen zu sehen. Die danebenliegenden Anschlüsse sind die Ausgänge. Den Hauptteil des Platzes nimmt der Tonmesser und Leistungsverstärker an der rechten Seite ein. Oben in der Mitte befindet sich der Hauptverstärker und darunter Tongenerator und Stromversorgung.

Das relativ hohe Gewicht von etwa 12,5 kp ist dadurch bedingt, daß bei der Konstruktion größter Wert auf robusten Aufbau gelegt wurde, denn das Gerät wird vorwiegend im Außeneinsatz, z. B. bei Übertragungen von Sportereignissen, benutzt.

Allgemeine Probleme beim Bau von VHF-Eingangsteilen

KLAUS K. STRENG

Nachdem in einigen Beiträgen [Hefte 19 bis 23 (1962)] auf Schaltungs- und Dimensionierungsprobleme von VHF-Vorstufen und Mischstufen eingegangen wurde, sollen im folgenden einige allgemeine Hinweise zum Aufbau von VHF-Tunern gegeben werden.

Grundsätzlicher Aufbau

Aufbau und Verdrahtung von VHF-Eingangsteilen müssen unter Beachtung der Eigenschaften von Wechselspannungen hoher Frequenz geschehen (Skineffekt, Strahlungsverluste). Sämtliche industriell gefertigten Tuner weisen möglichst kleine Abmessungen auf, was auf einen sehr kompakten Aufbau schließen läßt. Widerstände und Kondensatoren, die ein- oder zweiseitig an VHF-Potential liegen, dürfen nicht über mehr oder weniger lange Leitungen auf Lötbrettchen gelegt werden, sondern unmittelbar an die Röhrenfassung. Durch entsprechende Formgebung der Anschlußdrähte wird der Forderung des Röhrenherstellers entsprochen, daß die einzelnen Sockelkontakte ein gewisses freies Spiel haben. Sie müssen beim Einführen der Röhre nachgeben können. Ist dies nicht der Fall, so steht das Glas des Röhrenbodens unter mechanischer Spannung. Man riskiert dann Haarrisse im Glaskolben, die Röhre zieht Luft und wird unbrauchbar. Der Röhrenhersteller haftet in solchen Fällen nicht für Schäden. Deshalb dürfen z. B. auch Kontakte der Röhrenfassung nicht starr an das Metallchassis (Masse) gelötet werden. Um trotz der Einschränkungen, die das empfindliche Glasmaterial hierbei fordert, möglichst kurze Anschlußleitungen zu erhalten, empfiehlt sich gegebenenfalls die Verdrahtung mit großflächiger Kupferlitze anstelle von starren Drähten.

Da die Schaltkapazität bei VHF-Geräteteilen sehr stark in die elektrischen Eigenschaften eingeht — sie bestimmt praktisch die Kreiskapazitäten —, ist man an einer gleichbleibenden kleinen Schaltkapazität interessiert. Deshalb ist die gedruckte Verdrahtung bei der Serienfertigung von VHF-Tunern so vorteilhaft; die Schaltkapazitäten bleiben in der Fertigung immer gleich. Die Kleinheit der Schaltkapazität bedingt zwar oft besonders durchdachte Konstruktionen, ist aber herzustellen. Bereits 1957 — zu einer Zeit, als man in der damaligen HV RFT die Druckschaltungstechnik erst „studierte" — ging man in anderen hochindustrialisierten Staaten bereits zur gedruckten Schaltung (auch im VHF-Tuner) über. Die Bilder 1 und 2 zeigen einen sowjetischen Standard-VHF-Tuner aus der damaligen Zeit [1].

Alle Schaltungspunkte, die kein HF-Potential führen sollen, sind gegebenenfalls mit Kondensatoren gegen Masse zu überbrücken (Schirmgitter, Katoden, „kalte" Spulenenden usw.).

Bild 1: Sowjetischer VHF-Tuner für Hörrundfunkempfänger in Druckschaltung (auf AM-Drehkos montiert), Baujahr 1957

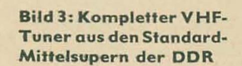
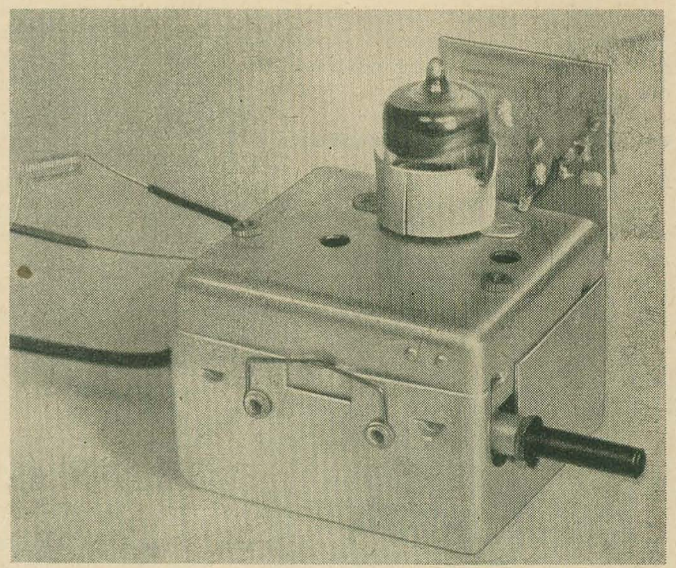
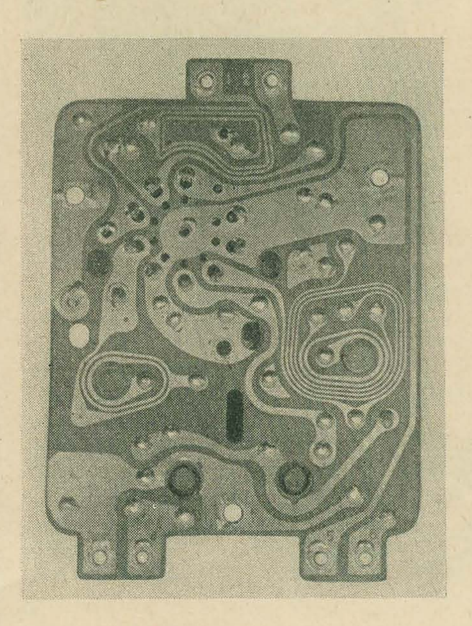
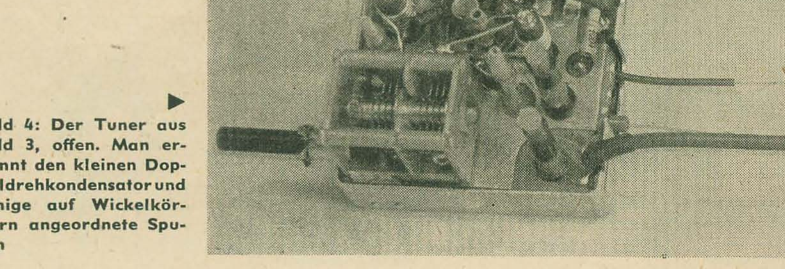


Bild 3: Kompletter VHF-Tuner aus den Standard-Mittelsupern der DDR ▶





◀ **Bild 2: Leiterplatte des VHF-Tuners aus Bild 1 nach der Tauchlötung**



▶ **Bild 4: Der Tuner aus Bild 3, offen. Man erkennt den kleinen Doppeldrehkondensator und einige auf Wickelkörpern angeordnete Spulen**

Es liegt nahe, große Kondensatoren zu verwenden, um einen möglichst vollkommenen Kurzschluß der VHF zu erreichen. Bei dieser Überlegung sind die Anschlußinduktivitäten nicht berücksichtigt, die mit großen Kapazitätswerten im VHF-Bereich in Resonanz kommen [2], [3], [5]. Deshalb sollten als Entkopplungskondensatoren in VHF-Empfängerteilen Epsilankondensatoren mit möglichst breiten Anschlußfahnen verwendet werden (große Dielektrizitätskonstante, kleine Abmessungen bei relativ großen Kapazitätswerten). Von entsprechend dimensionierten Durchführungskondensatoren macht man großzügig Gebrauch, falls erhältlich, auch von den sog. Durchführungsfiltern des VEB Keramische Werke Hermsdorf [4].

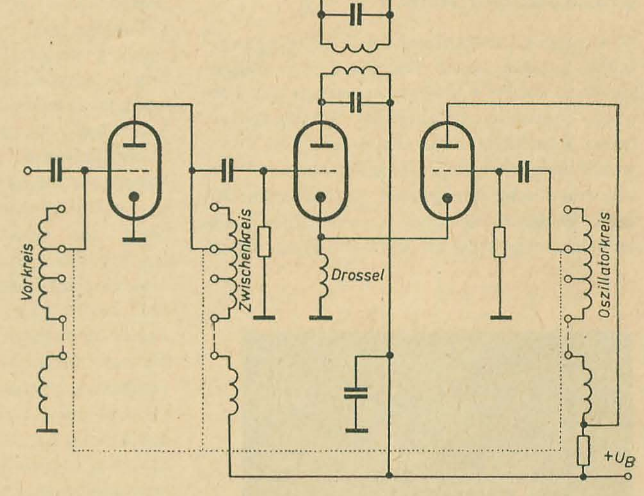
Alle Bauteile des VHF-Tuners sind zweckmäßigerweise durch einen Metallkasten abzuschirmen. Die Bilder 3 und 4 zeigen den Tuner in den standardisierten Mittelsupern der VVB Rundfunk und Fernsehen im offenen und im geschlossenen Zustand. Der Amateur kann den Bildern — besonders dem Bild 4 — unschwer einige Hinweise für den Aufbau derartiger Teile entnehmen.

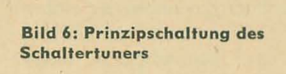
Spulen im VHF-Bereich bilden ein besonderes Problem. Vielfach sind sie aus dickem Draht (1 ··· 2,5 mm) freitragend gewickelt, ihr Abgleich erfolgt durch Zusammendrücken bzw. Auseinanderziehen. In Industrieempfängern ist diese Methode nicht üblich, hier sind die Spulen meist auf kleine Plast- oder Kartonspulenkörper gewickelt. Besonders beliebt sind auch beim Amateur die sogenannten Stiefelkern-Spulenkörper, die mit oder ohne Kern verwendet werden. Im Fernsehempfänger kombiniert man die VHF-Spulen mit dem Kanalschalter zu einer mechanischen Einheit. Hierbei sind grundsätzlich zwei Fälle zu unterscheiden: der Trommelschalter und der Schalter mit zwischen den einzelnen Kontakten liegenden Spulenteilen.

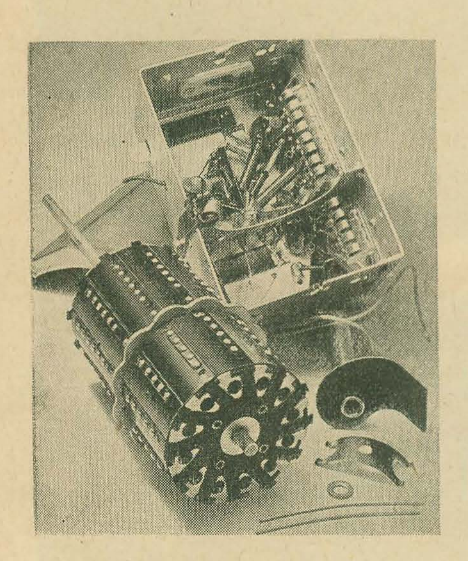
Der Kanalwechsel im TV-Empfänger

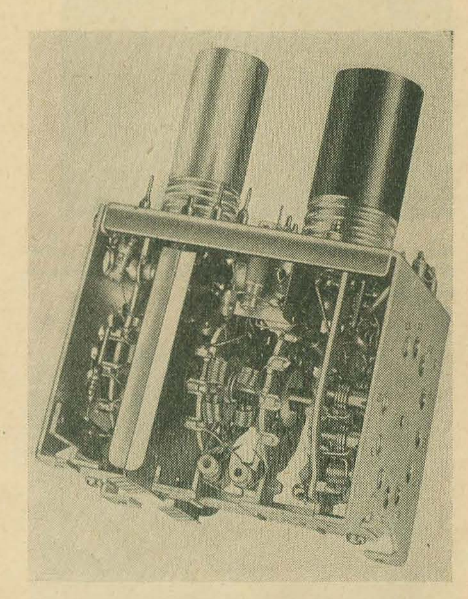
In den VHF-Tunern hat sich im internationalen Maßstab der Trommelschalter durchgesetzt. Auf einer Trommel sitzen einzelne „Kanalstreifen", wobei jeder die für den Empfang eines Fernsehkanals erforderlichen Spulen trägt (Vorkreis-, Zwischenkreis- und Oszillatorspulen). Kurze Federn nehmen die Kontakte zu den einzelnen Spulen ab, eine Rasterung sorgt dafür, daß jeweils nur die Spulen eines Kanalstreifens in der Schaltung wirksam werden. Der Kanalwechsel erfolgt durch Drehen der Trommel. Der Abgleich der einzelnen Kanalstreifen wird durch Schraubkerne vorgenommen, die die Dämpfung der Spulen beeinflussen und sie so gleichzeitig geringfügig verstimmen (Wirbelstromabstimmung). Jeder Kanal des Tuners kann getrennt abgeglichen werden, die Trommel muß dazu nicht einmal alle Kanalstreifen enthalten. Bei der (nicht wahrscheinlichen) Einführung anderer Kanäle brauchen die Kanalstreifen im Tuner nur gegen andere, geeignet dimensionierte Streifen ausgetauscht zu werden[1]. Bild 5 zeigt einen auseinandergenommenen Tuner mit Trommelschalter des VEB Rafena-Werke. Auf der Schaltertrommel erkennt man deutlich die Kanalstreifen mit ihren punktförmigen Kontakten, die von den Federkontakten (im Chassis des Tuners) abgegriffen werden. Ein Feinabgleich erfolgt durch kapazitive Abstimmung des Oszillators.

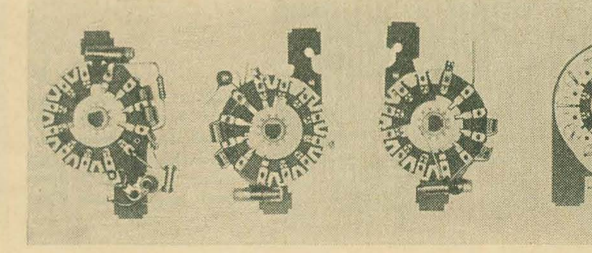
Die andere Lösung — Spulenteile zwischen den einzelnen Kontakten eines Stufenschalters — ist älteren Datums. In der DDR findet man sie in den Empfängertypen FE 852 B und D („Rembrandt"). Für den höchstfrequenten Kanal 11 bzw. X (nach der OIRT-Norm) sind Grundinduktivitäten für Vor-, Zwischen- und Oszillatorkreis vorhanden, zwischen den einzelnen Kontakten liegen Teilinduktivitäten (Drahtschleifen), die zusammen mit den Grundinduktivitäten die erforderlichen Werte ergeben. Das Prinzip zeigt Bild 6. Bedingt durch ihren Aufbau, weisen die Induktivitäten große Verluste auf. Der Resonanzwiderstand der mit ihnen gebildeten Kreise ist niedrig, die Durchlaßkurve entsprechend breit. Nachteilig ist auch, daß zuerst der höchstfrequente Kanal abgeglichen werden muß, dann alle anderen in ihrer umgekehrten Reihenfolge bis zum niederfrequenten. Eine Verstimmung in einem Kanal wirkt sich auf alle anderen Kanäle mit niedrigerer Frequenz aus, da die Spulen in dem höchstfrequenten Kanal auch ein Teil der Spulen in den anderen Kanälen bilden.




Bild 6: Prinzipschaltung des Schaltertuners


Bild 5: Trommelschalter-Tuner aus dem Rafena-Fernsehempfänger „Derby" im auseinandergenommenen Zustand


Bild 7: Neuer Schaltertuner für Fernsehempfänger der Fa. Graetz (Pressefoto Graetz)


Bild 8: Schaltersegmente des Tuners gemäß Bild 7 (Pressefoto Graetz)

---

[1]) Dieser Fall kann eintreten bei Umbau des Empfängers von CCIR- auf OIRT-Norm bzw. umgekehrt oder bei der Einführung eines neuen VHF-Kanals 12, was in der DDR in einigen Bezirken wahrscheinlich ist.

Ein Vorteil des Schaltertuners ist, daß er sich im Vergleich zum Trommeltuner billig herstellen läßt. Besonders bei Fernsehempfängern der niedrigeren Preisklasse ist dies ein wichtiges Argument. Mit der Entwicklung geeigneter Trioden (PC 97) scheint der Schaltertuner erneut an Bedeutung zu gewinnen. Durch sorgfältige Gestaltung der Schalter ist es gelungen, die Kreisverluste beträchtlich zu senken. Bild 7 zeigt einen neuen Schaltertuner von Graetz (Deutsche Bundesrepublik) und Bild 8 die Schaltersegmente mit einigen Spulenteilen.

Eine dritte Lösung für die Kanalumschaltung im Fernsehempfänger ist der durchstimmbare Kanalwähler. Er läßt sich vom niederfrequenten bis zum höchstfrequenten Kanal „durchstimmen". Eine Rasterung in den einzelnen Kanälen erfolgt nicht.

Auch hierfür gibt es zwei grundsätzlich verschiedene Lösungen: die kapazitive Abstimmung mit Spulenumschaltung bei Bandwechsel und die induktive Abstimmung (Induktuner).

Die kapazitive Abstimmung findet man im Standardfernsehempfänger AB/B („Start") unserer Industrie. Kleine Drehkondensatoren im Gleichlauf stimmen die Zwischenkreise

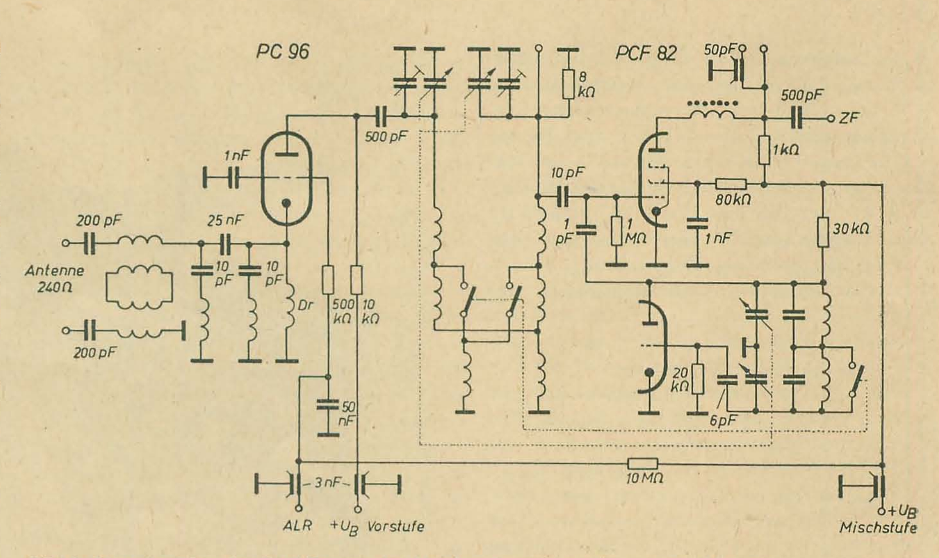


Bild 9: Stromlaufplan des VHF-Tuners des Standardfernsehempfängers AB („Start")

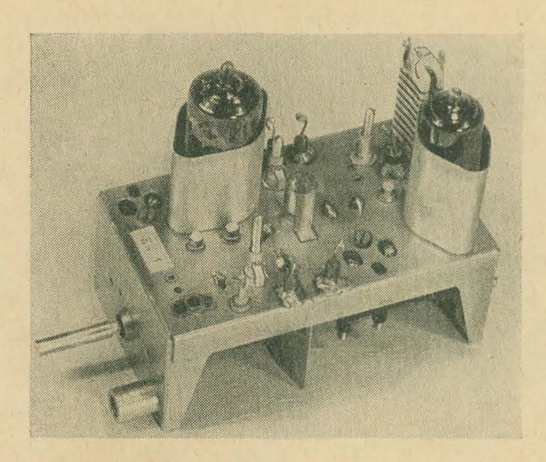


Bild 10: Durchstimmbarer VHF-Tuner gemäß Bild 9, Ansicht von oben

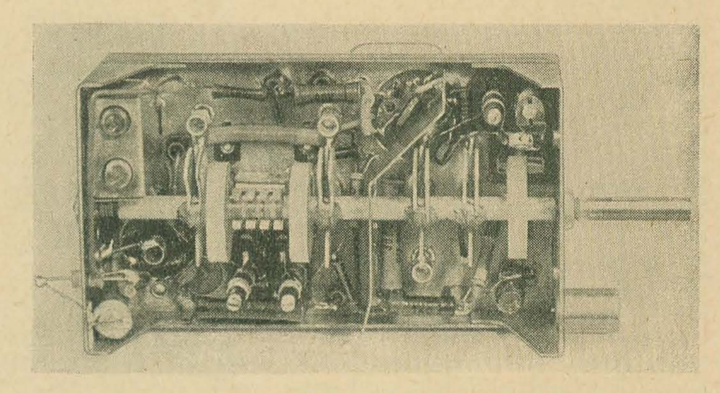


Bild 11: Durchstimmbarer VHF-Tuner nach Bild 9, Ansicht von unten

und den Oszillatorkreis ab. Beim Übergang vom Band I nach Band III bzw. umgekehrt erfolgt ein Umschalten der Induktivitäten, d. h., im Band III ist ein Teil der Gesamtinduktivität kurzgeschlossen (Bild 9). Die Bilder 10 und 11 geben die Ansicht des Tuners wieder.

Der Gleichlauf zwischen den einzelnen Drehkondensatoren muß nicht so genau sein wie etwa beim AM-Rundfunkempfänger in den KML-Bereichen (die Kreise liegen hierbei wesentlich breiter). Daher dürfte der Abgleich in der Fertigung wesentlich einfacher sein als bei den vorher erwähnten Tunerarten. Wie aus den Bildern hervorgeht, ist auch der mechanische Aufbau einfacher. Allerdings wird gegenüber dem Trommelschalter-Tuner mit Kaskodenvorstufe ein gewisser Verlust an Empfindlichkeit festgestellt.

Eine andere Möglichkeit bietet der sog. Induktuner. Hierbei ist jede Spule durch einen Schleifkontakt durchstimmbar. Die einzelnen Schleifer sind im Gleichlauf. Es erfolgt keine Umschaltung bei Kanalwechsel, die Abstimmung erfolgt kontinuierlich vom Band I über Band II nach Band III. Eingeführt wurde diese Lösung vor allem von Motorola — USA.

Eine Prinzipschaltung mit dem Induktuner zeigt Bild 12. In der Deutschen Bundesrepublik versuchte vor einigen Jahren die Fa. Schwaiger, Nürnberg, eine dem Motorola-Induktuner ähnliche Lösung unter dem Namen „Varimeter" zu popularisieren [5]. Er konnte sich nicht in der Industrie einführen, sondern fand nur bei einigen Amateuren Zustimmung. Auf andere Lösungen, wie den Diskustuner [6], wird hier nicht eingegangen, da diese für unsere Industrie und den Amateur ohne Bedeutung sind.

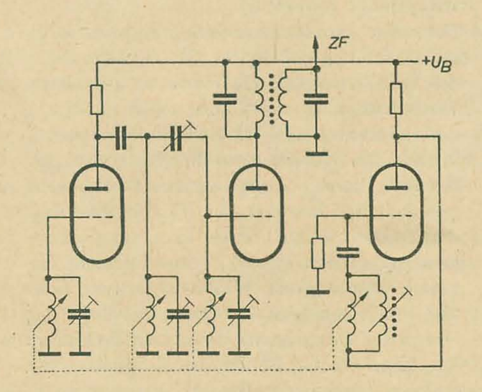


Bild 12: Schaltung des Induktuners nach Motorola (Prinzip)

Die Abstimmung

In VHF-Hörrundfunkempfängern findet man meist eine kapazitive Abstimmung über das gesamte Band (87,5 ··· 100 MHz, in Exportausführungen zuweilen bis 108 MHz). Die verwendeten Drehkondensatoren arbeiten ohne geerdeten Rotor wie die Drehkondensatoren der Bereiche Kurz, Mittel und Lang, da ein kontaktfester und induktionsarmer Masseanschluß Schwierigkeiten bereiten würde. Deshalb ist es auch völlig gleichgültig, welcher Anschluß des VHF-Drehkondensators an Masse liegt. Es braucht nicht einmal ein Anschluß an Masse zu liegen, wenn die Schaltung es erfordert.

Neben der erwähnten kapazitiven Abstimmung findet man auch die induktive Abstimmung mit Ferrit- oder Messingkern. Diese Lösung hat den Vorteil, daß das LC-Verhältnis sich beim niederfrequenten Bandende nicht verschlechtert. Ein Nachteil, besonders für den Amateur, ist der mechanische Aufwand, zumal wenn es gilt, zwei oder mehr Kreise im Gleichlauf abzustimmen. Außerdem sind die Seilzüge für die induktive Abstimmung meist viel empfindlicher gegen Abnutzung als Drehkondensatoren, die bei geeigneter Ausführung eine praktisch unbegrenzte Lebensdauer aufweisen.

Das Problem der Störstrahlung

Bedingt durch das Prinzip der additiven Mischung, aber auch durch die hohe Frequenz-

lage, besteht beim VHF-Eingangsteil die Möglichkeit, daß ein Teil der Oszillatorleistung — aber auch dessen Oberwellenleistung bzw. unerwünschte Mischprodukte — über die Antenne abgestrahlt wird. Dadurch entsteht nicht nur die Gefahr der gegenseitigen Störung von auf der gleichen Frequenz arbeitenden Empfängern, sondern auch Störmöglichkeiten für Empfänger höherer Frequenzen (z. B. kann ein strahlender Hörrundfunkempfänger des Bandes II im Fernsehband III stören). Die nationalen Postverwaltungen — in der DDR die Deutsche Post — fordern deshalb die Einhaltung gewisser Störstrahlungsbedingungen durch die von der Industrie hergestellten Empfänger. Darum tut der Amateur gut daran, beim Selbstbau von VHF-Empfängern von vornherein jede Möglichkeit einer Störstrahlung auf ein Minimum zu reduzieren. Dies ist wichtig, weil das Messen der Störstrahlung vom Amateur nicht vorgenommen werden kann. In allen Fällen ist der Geräteehersteller voll verantwortlich für die Einhaltung der Störstrahlungsbedingungen. Gegebenenfalls kann die Deutsche Post im Interesse anderer Rundfunkteilnehmer bzw. anderer Teilnehmer von nichtöffentlichen Funkdiensten die Stilllegung störender Empfänger verlangen. Über diese Rechtslage muß sich jeder im klaren sein, der ein VHF-Gerät aufbaut.

Zum Glück ist die wahrscheinliche Einhaltung der Störstrahlungsbedingungen nicht so kompliziert im VHF-Bereich, daß man sie nicht durch gewisse Vorsichtsmaßnahmen erfüllen könnte. Hierzu gehören: die VHF-Vorstufe vor der additiven Mischstufe, ein einwandfreier Aufbau und Abschirmung des VHF-Teils und die Verdrosselung der Speiseleitungen zum VHF-Tuner. Bei selbstschwingenden Mischstufen ist der genaue Abgleich der Brücke im Eingang [7] notwendig. Der Einsatz der Röhre ECC 81 als Vorstufe selbstschwingender Mischer sollte generell vermieden werden. Im Gegensatz zur ECC 85 (gleiche Daten) hat die ECC 81 keine innere Abschirmung zwischen beiden Systemen. Es besteht deshalb die erhöhte Gefahr, daß mit der ECC 81 in der erwähnten Schaltung eine starke Störstrahlung über die Antenne erfolgt. Fälle dieser Art wurden durch Messungen festgestellt. Ebenso sollte man den Bau von VHF-Empfängern mit Pendelrückkopplung vermeiden, wie sie leider in der Anfangszeit des UKW-Rundfunks herausgebracht wurden.

Für den Amateur mit noch ungenügender VHF-Praxis empfiehlt es sich, die industriell gefertigten Tuner zu verwenden (Aggregat U 5 von Neumann). Beim Selbstbau von Fernsehgeräten ist dies schon aus wirtschaftlichen Gründen zweckmäßig: Der Selbstbau eines Band-I/Band-III-Tuners mit mehreren Kanälen ist niemals billiger und funktioniert niemals so sicher wie ein industriell gefertigter Tuner. Wer im Band-II-Empfänger eigene Wege gehen möchte, verwendet am besten eine getrennte Röhre als GB-Vorstufe und eine Triode bzw. Pentode mit Fremdoszillator in der Mischstufe. Diese Schaltungen sind am wenigsten kritisch und gewährleisten (bei vernünftigem Aufbau) eine nur sehr geringe Störstrahlung.

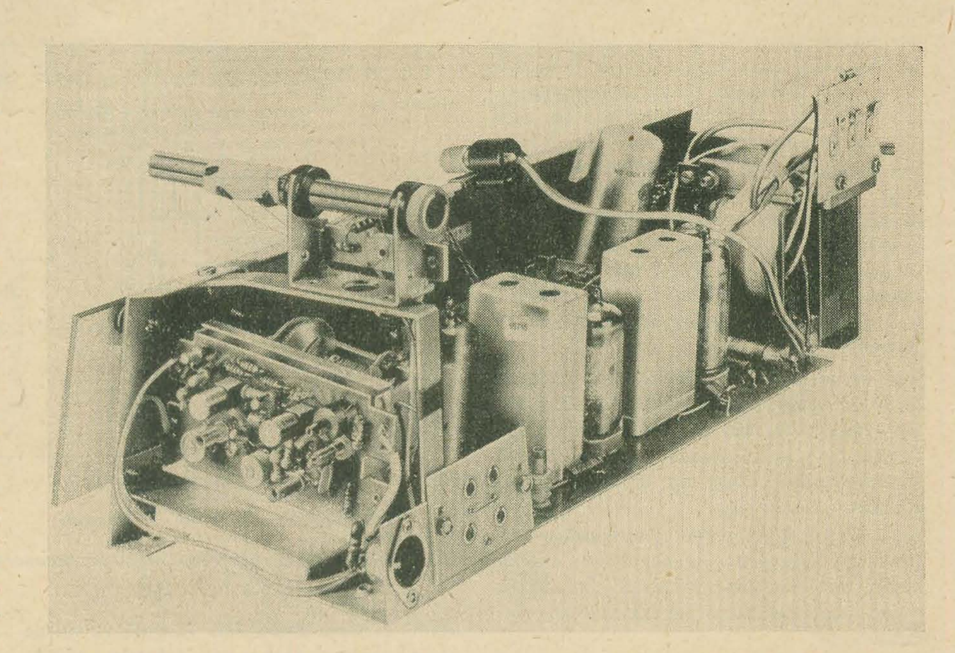


Bild 13: Transistorisierter VHF-Tuner (im Bild links, offen) im Graetz-Empfänger „Baroneß 1109" (Pressefoto Graetz)

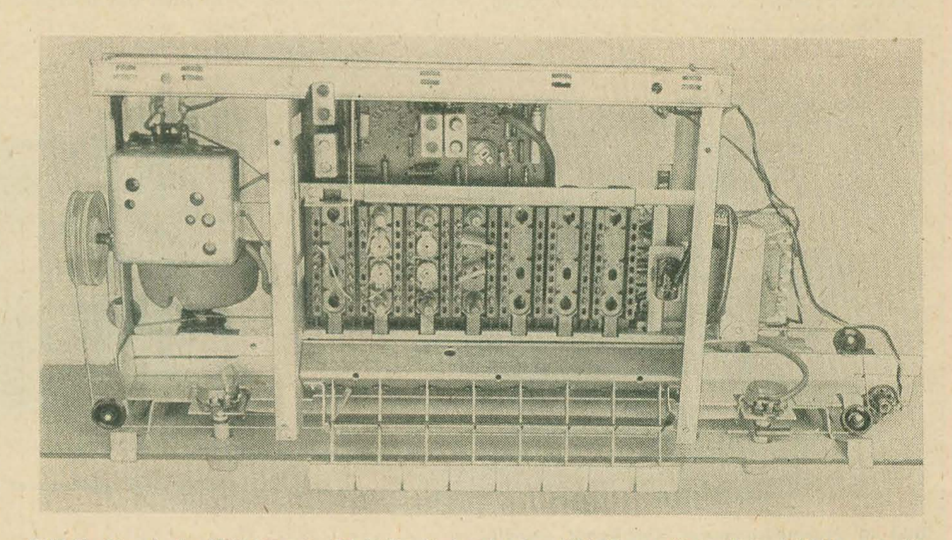


Bild 14: Chassis des Mittelsupers „Türkis" mit eingebautem VHF-Tuner (Pressefoto: VEB Stern-Radio Rochlitz)

Der Einbau in den Gesamtempfänger

Der Tuner wird als geschlossener Teil an einer geeigneten Stelle im Empfänger angebracht, jedoch möglichst so, daß er leicht herausgenommen werden kann (Reparatur). Heiz- und Anodenspannungsleitungen sind beim Eintritt in das Tunergehäuse hochfrequenzmäßig gegen Masse kurzzuschließen (Durchführungskondensatoren). Der Tuner ist so zu montieren, daß durch andere Bauteile des Empfängers eine möglichst geringe Erwärmung auftritt (Bilder 13 und 14).

Besonders für den Amateur, der sein Gerät selbst anfertigt, bedeutet der richtige Platz des VHF-Tuners oft ein Problem, speziell im Fernsehempfänger. Er kann meist nicht wie die Industrie ein Vertikalchassis verwenden, in dem die Bauteile nur sehr gering erwärmt werden. Beim Horizontalchassis hat sich grundsätzlich bewährt, die VHF-Spulen und die Schaltung mit ihren kleinen Bauelementen auf der Unterseite anzubringen, dagegen Röhren, große Widerstände usw., d. h. alle wärmeerzeugenden Bauelemente, auf der Oberseite. Das Chassis dient zur Trennung. Trotzdem ist im Boden des Gehäuses eine Öffnung vorzusehen. Bewährt hat sich auch, das Gehäuse auf kleine „Füße" zu setzen und durch geeignete Öffnungen in Gehäuse, Chassis und Rückwand für eine Luftzirkulation zu sorgen.

Zusammenfassung

Für den Auf- und Einbau des VHF-Teils wurden einige grundsätzliche Hinweise gegeben. Sie resultieren aus den Erfahrungen der Industrie und sind in erster Linie für den Amateur bestimmt. Besonderer Schwerpunkt der Fernsehtuner ist die Kanalumschaltung. Hierfür gibt es verschiedene Lösungen, die einen unterschiedlichen Aufwand erfordern, aber auch unterschiedliche Grenzempfindlichkeiten ergeben. Bei VHF-Tunern muß auf die Einhaltung der gesetzlichen Vorschriften in bezug auf Störstrahlung geachtet werden, außerdem auf den günstigsten Einbau in bezug auf Erwärmung während des Betriebes.

Literatur

[1] Sworen: Die gedruckte Schaltung in elektronischen Geräten sowjetischer Fertigung; radio und fernsehen 12 (1958) S. 370 und 371

[2] Herrfurth: Eigenresonanzen von Konden-

Fernsehteleskop – eine interessante Neuentwicklung

Teil 2 und Schluß

Dr.-Ing. WOLFRAM ECKARDT und Ing. HORST GARTZ

Mitteilung aus dem Rundfunk- und Fernsehtechnischen Zentralamt (RFZ)

Fernsehkamera

Konstruktive Ausführung

Da die Fernsehkamera sowohl im Primärfokus als auch im Cassegrainfokus des Spiegelteleskops montiert werden soll, ergeben sich bestimmte Bedingungen, die bei der äußeren Formgebung zu beachten sind (Bild 8). Da der für die Befestigung des Cassegrainspiegels erforderliche Flansch kreisförmig ist, wurde für die Kamera eine zylindrische Form gewählt. Dadurch verursacht die Kamera keine zusätzlichen Lichtverluste, auch wenn sie sich bei der Anordnung im Primärfokus im Strahlengang befindet. Dies ist vor allem für die Beobachtung lichtschwacher Objekte wichtig.

Die Zuführung des Kamerakabels und des Lüftungsschlauchs erfolgt entlang der Teleskopverstrebungen, so daß dadurch keine zusätzliche Abdeckung der Lichtstrahlen erfolgt.

Eine Anschlußdose für das Kamerakabel wurde nicht vorgesehen, da die üblichen Kabelstecker über die Kameraabmessungen herausragen würden. Aus diesem Grunde sind die elektronischen Baueinheiten der Kamera über einen Verteiler im Gehäuse mit einem 37adrigen Kamerakabel verbunden, dessen Länge ausreicht, um die Kamera außerhalb des Strahlenganges mit einem anderen Kabel zu verbinden, das zum Kamerabediengerät führt.

Zur Vermeidung von Wärmeschlieren im optischen Strahlengang besitzt das Kameragehäuse keine Lüftungsschlitze. Die Warmluft wird von einem Gebläse abgesaugt, welches durch einen Schlauch mit der Kamera verbunden ist. Von dem Anschlußstutzen des Lüftungsschlauchs sind Absaugrohre zu Punkten starker Wärmeentwicklung in der Kamera geführt. Hierdurch ist es möglich, die für das Superorthikon günstige Betriebstemperatur von 40 °C zu halten. Während der kalten Jahreszeit kann über den Lüftungsschlauch Warmluft aus dem Gebläse in die Kamera ge-

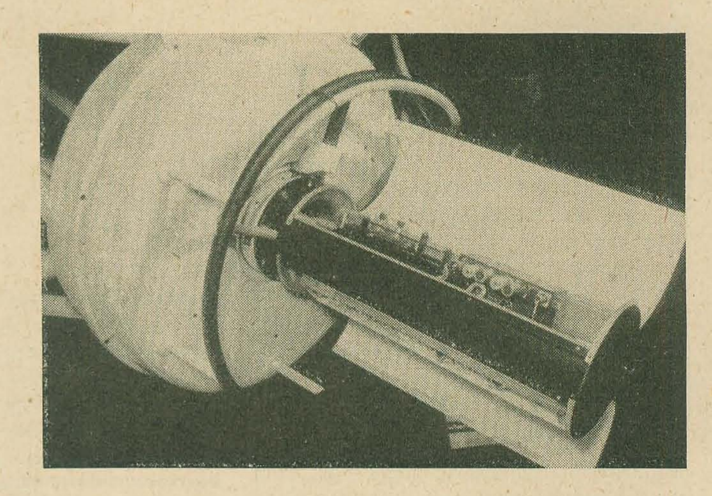


Bild 8: Montage der Spezialkamera am Spiegelteleskop, Kameraseitenwände geöffnet

Fernsehteleskop-Kamera
Fokussier- u. Ablenkspulen
Superorthikon
Vorverstärker
Gebläse
Austaststufe
Horizontalablenkgerät
Sicherheitsschaltung
Kamerabediengerät
H-Imp.
Video-Ausg.
Aperturkorrektur
Hauptverstärker
H. u. V-Störsignalkomp.
H-Impulsformierung
Sign. u. Kdo. Einrichtg.
A-Sign.
S-Sign.
V-Imp.
Vertikalablenkgerät
Schärfewobblung
Hochsp.-Gerät
Elektronisch stab. Netzger.
Fok. Strom Stab.

Bild 7: Blockschaltbild des Kamerazuges für das Fernsehteleskop

satoren; radio und fernsehen 18 (1960) S. 572 ··· 573

[3] Schweitzer: Dezimeterwellenpraxis; Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik Berlin-Borsigwalde 1956

[4] Schinkmann: Neues von oxydischen Sinterwerkstoffen; Nachrichtentechnik 3 (1962) S. 99—104

[5] Taeger: Bauelemente der UKW-Technik; radio und fernsehen 8 (1955) S. 233 bis 236

[6] Taeger: Wandel im Kanalwählerbau? radio und fernsehen 4 (1960) S. 108

[7] Streng: Die Mischstufe im VHF-Empfänger; radio und fernsehen 23 (1962) S. 722—725

Messeausgabe „Die Technik“

Wir weisen unsere Leser darauf hin, daß anläßlich der Leipziger Frühjahrsmesse 1963 das Heft 3 der Zeitschrift „Die Technik“ in bedeutend erweitertem Umfang als Messeausgabe erscheint. Auf weit über 200 Druckseiten wird über die wichtigsten Neukonstruktionen und Weiterentwicklungen aus fast allen Gebieten der Technik in Wort und Bild berichtet. Außer dem umfangreichen und z. T. mehrfarbigen Anzeigenteil sei noch besonders auf das Bezugsquellenverzeichnis hingewiesen.

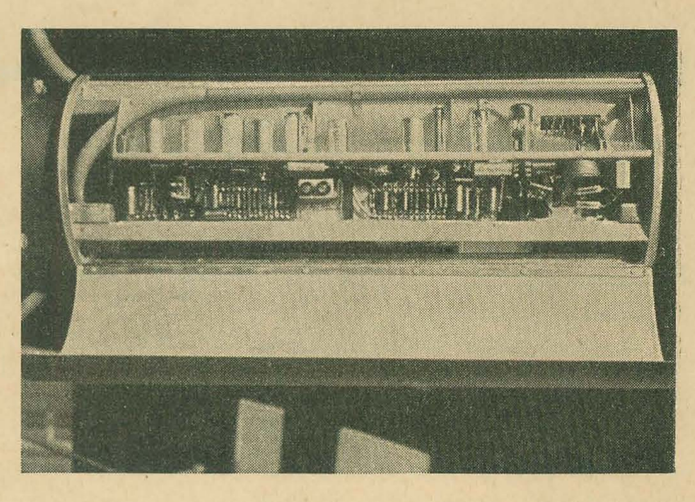
Für die Messebesucher gibt das Heft eine ausgezeichnete Orientierung beim Messerundgang und für Leser, die keine Gelegenheit haben, die Messe zu besuchen, gibt es eine eingehende Orientierung über den neuesten Stand der Technik.

Wie in den vergangenen Jahren wird diese Messeausgabe auch im Freiverkauf erhältlich sein. Wir empfehlen unseren Lesern jedoch, sich das Heft frühzeitig zu besorgen, da erfahrungsgemäß die Auflage sehr rasch vergriffen sein wird.

führt werden, um eine schnelle Betriebsbereitschaft der Anlage zu erreichen.
Das Kameragehäuse wurde zur Vermeidung von Lichtreflexen mit einer stumpfen schwarzen Farbe versehen. Die zulässige Länge der Kamera ist lediglich durch den Radius des Kuppelbaus begrenzt, in dem die Teleskopanlage montiert ist.

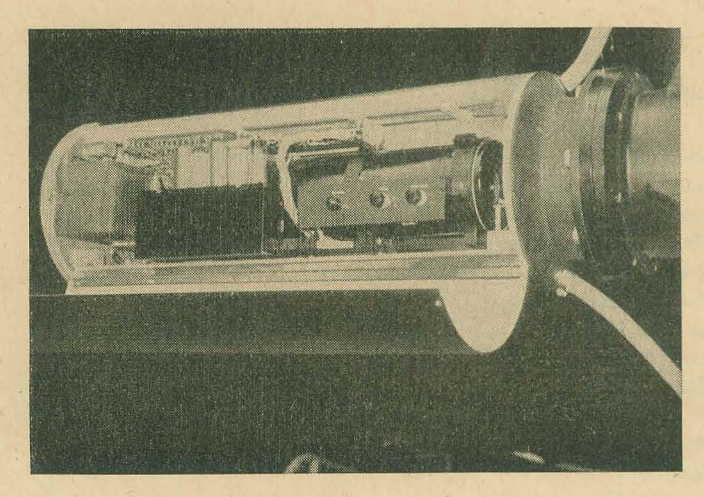
Superorthikonjoch

Diese Baueinheit (Bild 9) enthält das Herz der Fernsehspezialkamera, ein 3-Zoll-Superorthikon als Bildaufnahmeröhre. Es befindet sich innerhalb der Superorthikonpatrone, die aus den horizontalen und vertikalen Ablenkspulen, den H- und V-Spulen zur Strahlausrichtung, der Leitspule zur elektronischen Fokussierung und einer Heizvorrichtung für die Signalspeicherplatte des Superorthikons besteht. Weiterhin befinden sich auf dem Superorthikonjoch die Siebmittel für die Betriebsspannungen der Aufnahmeröhre, die Regler zur Einstellung der Eckenhelligkeit (Bremselektrode) und S-Entzerrung (Beschleunigungselektrode) sowie der Vorverstärker. Da der Arbeitswiderstand des Superorthikonvervielfachers verhältnismäßig groß gewählt werden muß, um ein großes Signal bei den tiefen Frequenzen zu erhalten und somit die Klingempfindlichkeit (Mikrofonieeffekt) herabzusetzen, hat der Vorverstärker die Aufgabe, den hierdurch verursachten Abfall der hohen Frequenzen wieder auszugleichen. Für die niedrigen Frequenzen genügt ein Verstärkungsfaktor von 1,2 über den gesamten Videofrequenzbereich. Weiterhin bewirkt der Vorverstärker eine Impedanzwandlung vor der niederohmigen Koaxialleitung innerhalb des Kamerakabels.
Um auch eine Einstellmöglichkeit für die optische Schärfe zu erhalten, ist das Superorthikonjoch auf einem Schlitten montiert, der durch einen Feintrieb in axialer Richtung bewegt werden kann. Dieser soll die Voreinstellung der optischen Schärfe am Teleskop erforderlichenfalls korrigieren.
Zum Auswechseln der Bildaufnahmeröhre ist das Superorthikonjoch in jeder Lage der Kamera leicht herauszunehmen. Da das 3-Zoll-Superothikon besonders zur Aufnahme lichtschwacher Objekte geeignet ist, ist zur Beobachtung lichtstarker astronomischer Objekte eine Regelung des Lichtstromes erforderlich. Diese Bedingung wird von einem im VEB Carl Zeiss Jena entwickelten und gefestigten Flüssigkeitsfilter mit einem Regelbereich des Durchlässigkeitsverhältnisses von 1 : 10^3 erfüllt, welches vom Bediengerät aus ferngesteuert wird. Das Filter ist unmittelbar am Joch vor der Fotokatode des Superorthikons angebracht, als Antrieb dient ein Spezialmotor mit Umkehrsteuerung und Getriebe.


Bild 10: Teleskopkamera: Horizontalablenkchassis mit Austaststufe und Sicherheitsschaltung

Horizontalablenkchassis

Die Baueinheit zur Erzeugung der horizontalen Strahlablenkspannung für das Superorthikon mit einer Impulsfolgefrequenz von 15625 Hz (Bild 10) ist zur Vermeidung von Einschwingvorgängen und Impulsverzerrungen infolge langer Zuleitungen zum Superorthikon ebenfalls in der Kamera untergebracht. Außer der H-Ablenkschaltung befinden sich auf diesem Baustein die Austaststufe zur Voraustastung des Strahlrücklaufs in der Bildaufnahmeröhre und die Sicherheitsschaltung für die horizontale und vertikale Strahlablenkung.
Das Horizontalablenkgerät arbeitet als Ladungskippschaltung, d. h., die sägezahnförmigen Impulse zur Ablenkung des Elektronenstrahls im Superorthikon werden von einer Ladungseinheit, bestehend aus einem Röhrensystem, einer Kapazität und einem ohmschen Widerstand erzeugt. Die Steuerung dieser Ladungskippschaltung erfolgt von einem Horizontalimpuls, der entsprechend formiert und verstärkt wird. Über das Endstufensystem, welches aus einer Leistungspentode, dem Ausgangstransformator und einer Boostertriode besteht, werden die Ablenkimpulse den H-Ablenkspulen zugeführt. Die Amplitude der Ablenkimpulse wird durch eine regelbare Gittervorspannung an der Leistungspentode eingestellt. Auch die Umschaltung auf Überabtastung wird durch Änderung dieser Gittervorspannung erreicht. Es wird hierbei die Ablenkleistung so erhöht, daß auf der Signalspeicherplatte des Superorthikons ein Raster geschrieben wird, welches die Einstellung eines normalen Bildes überschreitet. Hierdurch wird die Wirkung des für das Superorthikon typischen Einbrenneffektes herabgesetzt. Eine Einstellung der Linearität des Ablenksägezahnes kann sowohl durch Veränderung des ohmschen Widerstandes in der Ladungseinheit als auch im Gitterkreis der Boostertriode vorgenommen werden.
Das für die Voraustastung des Strahlrücklaufes im Superorthikon erforderliche Impulsgemisch wird in einer Doppeltriode erzeugt, deren Gittern formierte H- und V-Impulse zugeführt werden. Um zu verhindern, daß das Superorthikon bei Ausfall der H- oder V-Ablenkspannungen unbrauchbar wird, ist eine Sicherheitsschaltung vorgesehen, die für diesen Fall eine sofortige Unterbrechung des Strahlstromes bewirkt. Es werden zwei Röhrensysteme, in deren Anodenkreise sich Relais befinden, von H- und V-Ablenkimpulsen so angesteuert, daß bei Ausfall einer Ablenkung das Relais sofort abfällt und den Strahlstrom unterbricht. Weiterhin wurde eine Umschaltvorrichtung zum Umpolen des horizontalen und vertikalen Ablenkstromes vorgesehen. Dadurch kann beim Wechsel der Kamera vom Primär- zum Cassegrainfokus die Seitenrichtigkeit in bezug auf das astronomische Bild bei visueller Betrachtung wiederhergestellt werden.


Bild 9: Teleskopkamera: Superorthikonjoch mit Ablenkvorrichtung und Vorverstärker

Kamerabediengerät

Konstruktive Ausführung

Das Kamerabediengerät (Bild 11) ist in Kofferform ausgeführt und mit Klappchassisrahmen versehen, um eine günstige Zugänglichkeit zu allen Bauelementen zu gewähren. Es enthält sämtliche Baueinheiten, die zum Betrieb der Teleskopkamera erforderlich sind, und bildet somit eine Geräteeinheit, die die Bedingungen für Betriebssicherheit und gute Transportmöglichkeiten voll erfüllt. Die Bedienungselemente sind unterteilt in Voreinstellregler auf dem Reglerfeld und Bedienungselemente auf dem pultförmigen herausklappbaren Bedienungsfeld. Durch mehrere Rastungen kann das Bedienungsfeld in verschiedenen Stellungen festgehalten werden.

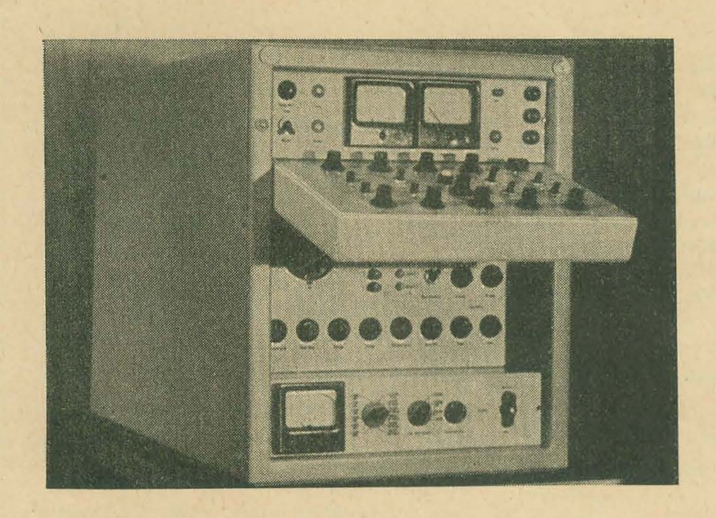


Bild 11: Kamerabediengerät mit Bedienungsfeld in mittlerer Einrastung

Weiterhin befinden sich auf der Frontseite des Gerätes sämtliche Kontrolleinrichtungen, bestehend aus den Meßinstrumenten für die Signalplattentemperatur des Superorthikons und die Schwärzungseinstellung des Lichtstromfilters, dem Meßfeld zur Kontrolle der wichtigsten Spannungen und Ströme sowie den Signallampen zur Verständigung mit der Kamerabedienung. Die elektrische Verbindung der Chassisrahmen und des Bedienungsfeldes mit der Verkabelung ist durch Drehkontaktleisten (siehe Bild 13) gewährleistet, die ein schnelles Auswechseln des ganzen Rahmens gestatten. Der besondere Vorteil dieser Drehkontakte gegenüber den auf Drehung und Biegung belasteten Kabelbäumen besteht darin, daß eine Kontaktunterbrechung infolge Drahtbruches ausgeschlossen ist. Außerdem erfolgt eine selbsttätige Reinigung der Kontakte beim Schwenken des Chassisrahmens und des Bedienungsfeldes.

Netzgerät

Auf dem Netzgerätechassis (Bild 12) befindet sich die gesamte Stromversorgungseinrichtung für die Baueinheiten in der Kamera und dem Bediengerät. Eine elektronische Regelschaltung sorgt für die Stabilisierung des Stromes durch die Fokussierspule in der Superorthikonpatrone. Ebenso erfolgt eine elektronische Stabilisierung für die Spannungen +250 V, +150 V, —150 V und —600 V. Weitere Gleichspannungen werden durch Glimmstrecken stabilisiert. Als Gleichrichter werden ausschließlich Silizium-, Germanium- und Selengleichrichter verwendet. Die Hochspannung für das Superorthikon erzeugt ein mit Horizontalfrequenz synchronisierter Generator, bei dem Belastungsschwankungen automatisch ausgeregelt werden.

Vertikalablenkchassis

Auf diesem Chassis sind die Baueinheiten für die vertikale Strahlablenkung des Superorthikons und die Schärfewobblung des Elektronenstrahls untergebracht. Das V-Ablenkgerät enthält, ebenso wie die H-Ablenkung in der Kamera, eine Ladungskippschaltung. Da die Übertragung dieser Impulse mit der Folgefrequenz von 50 Hz wesentlich unkritischer ist als bei der H-Ablenkschaltung, entstehen bei der Unterbringung dieser Baueinheit im Bediengerät keine Nachteile. Durch einen V-Impuls wird die Schaltung angesteuert und erzeugt in der Ladungsstufe einen sägezahnförmigen Impuls. Dieser wird über eine zum Ladungskreis gehörende Linearisierungsstufe auf den Ausgangskreis der Ladungsröhre zurückgekoppelt, wodurch die Linearität der Sägezahnspannung wesentlich verbessert wird. Außerdem liegt dieser Impuls am Amplitudenregler und an der Umschaltung für die Überabtastung; weiterhin wird noch eine Phasenumkehrung als positiver und negativer Sägezahn für die Störsignalkompensation benutzt. Vom Amplitudenregler gelangt das Signal über die Vertikalendstufe und den Ausgangstrafo zu den V-Ablenkspulen in der Superorthikonpatrone. Zur weiteren Linearisierung des Signals befindet sich im Sekundärkreis des Ausgangstrafos ein Kompensationsübertrager, der den Ausgangsimpuls über ein weiteres Röhrensystem wieder dem Gitter der Endstufe zuführt.

Der zur Voraustastung des Superorthikons erforderliche V-Impuls wird am Eingang des V-Ablenkgerätes einer Katodenstufe entnommen und über das Kamerakabel zur Austaststufe geführt.

Zur Vereinfachung und Verbesserung der Strahlausrichtung des Superorthikons und der damit verbundenen Einstellung der Strahlschärfe ist eine Schärfewobblung vorgesehen. Ein bistabiler Multivibrator (Dualteiler) wird von einem V-Impuls (50 Hz) gesteuert und erzeugt eine mäanderförmige Impulsfolge von 25 Hz. Diese wird bei Bedarf dem Gitter 4 des Superorthikons zugeschaltet und erleichtert die einwandfreie Ausrichtung des Elektronenstrahls in horizontaler und vertikaler Richtung, wodurch eine optimale Randschärfe und ein gleichmäßiges Bildsignal erreicht wird. Auch das Auftreten von Flimmern im Bild wird dadurch vermieden.

Hauptverstärker

Der Hauptverstärker (Bild 13) hat die Aufgabe, das vom Kameravorverstärker ankommende Bildsignal so zu formen, daß am Verstärkerausgang sowohl ein normgerechtes BA-Signal als auch ein BAS-Signal zur Verfügung steht.

Das Bildsignal wird zunächst einer Aperturkorrekturstufe zugeführt, deren Aufgabe darin besteht, Auflösungsverluste im Fernsehbild zu kompensieren, die in der Aufnahmeröhre entstehen. Die Stufe arbeitet nach dem Prinzip des Cosinus-Entzerrers. Durch ein HF-Relais kann die Entzerrerstufe nach Bedarf zu- oder abgeschaltet werden.

Die folgenden Verstärkerstufen enthalten eine Kompensationsschaltung zum Ausgleich der Dämpfung für verschiedene Kamerakabellängen und die Weißwertregelung (Verstärkungsregelung). Hierzu dient eine katodengekoppelte Doppeltriode, deren erstes System als Anodenbasisstufe arbeitet, während das zweite System als Gitterbasisschaltung ausgeführt ist. Die Verstärkungsregelung erfolgt durch gleichzeitiges Verändern der Vorspan-

Bild 12: Kamerabediengerät mit herausgeklapptem Netzgeräterahmen

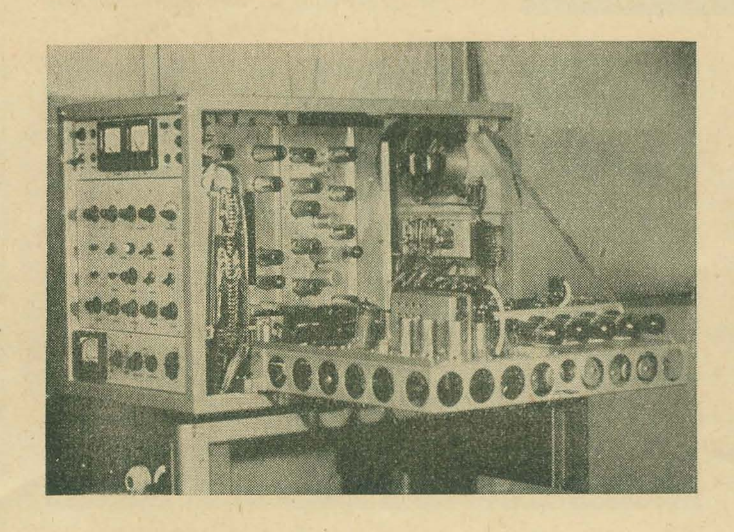


Bild 13: Blick auf die Verdrahtungsseite vom Hauptverstärker des Kamerabedienungsgerätes

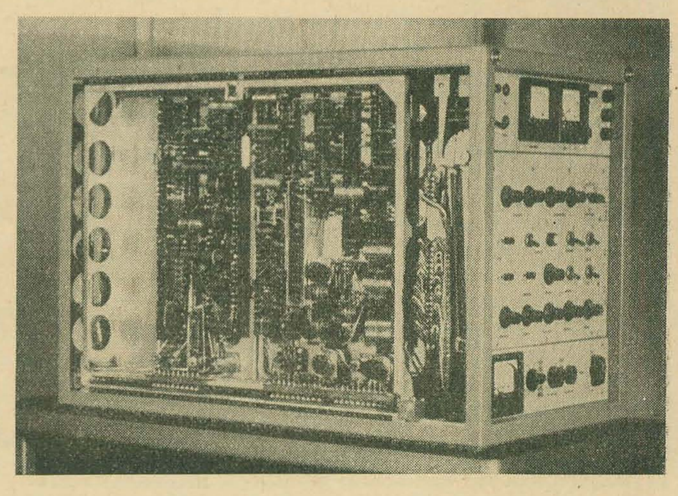




Bild 14: Totalaufnahme des Mondes, Brennweite f = 2,4 m

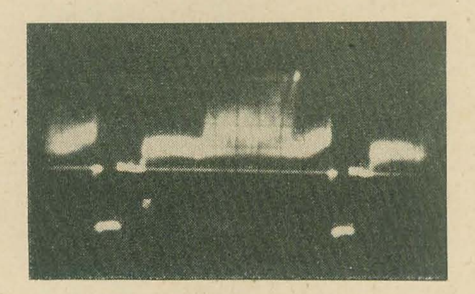


Bild 15: Oszillogramm der Mond-Totalaufnahme

nungen beider Steuergitter. Beide Röhrensysteme werden dadurch im gleichen Arbeitspunkt betrieben, so daß bei der gegenphasigen Aussteuerung das Auftreten nichtlinearer Verzerrungen in Abhängigkeit von der Regelung weitgehend vermieden wird.
Nach weiterer Verstärkung folgt die Schwarzsteuerung durch eine Klemmschaltung. Diese dient zur Rückgewinnung der Gleichstromkomponente des Bildsignals, die infolge der RC-Kopplung der vorhergehenden Verstärkerstufen nicht übertragen werden kann. Als Bezugswert dient der durch die Rücklaufaustastung des Superorthikons gewonnene Signalwert, der dem Bildschwarz entspricht.
Zur weiteren Bildung des normgerechten Videosignals erfolgt die Zuführung des Austastsignals. Dadurch werden noch vorhandene Störspannungen während der Austastzeit beseitigt.
Eine einstellbare Weißwertbegrenzung verhindert die Übersteuerung der nachfolgenden Verstärkerstufen. Dadurch wird mit Sicherheit die sogenannte Fahnenbildung im Fernsehbild (z. B. bei falscher Bedienung der Fernsehkamera) vermieden.
Von der Weißwertbegrenzungsstufe gelangt das BA-Signal zur Endstufe des Hauptverstärkers. Diese besitzt einen Ausgangswiderstand von etwa 1 Ω und gibt das Videosignal über Widerstandsnetzwerke an drei Ausgänge ab. Die gesamte Endstufe besteht aus drei über alle drei Stufen gegengekoppelten Röhrenstufen. Diese Schaltung verursacht infolge der starken Gegenkopplung besonders geringe nichtlineare Verzerrungen. Da der Innenwiderstand der Ausgangsstufe sehr klein ist, erfolgt bei zwei Ausgängen die Einmischung eines Synchronsignals über ein Widerstandsnetzwerk.
Weiterhin befinden sich im Hauptverstärker die Röhrenstufen zur Formierung des Austastsignals, der Steuerimpulse für das Horizontalablenkgerät und der Voraustastung der Aufnahmeröhre sowie der Tastimpulse für die Schwarzsteuerung. Außerdem enthält der Hauptverstärker Stufen für die Erzeugung von zeilenfrequenten Sägezahnimpulsen zur Kompensation des Störsignals des Superorthikons. Diese horizontalen Störausgleichimpulse sowie die entsprechenden Ausgleichimpulse aus dem Vertikalablenkgerät sind in der Amplitude regelbar und können durch Phasenumkehrung als positive und negative Ausgleichsimpulse in den Hauptverstärker eingemischt werden.

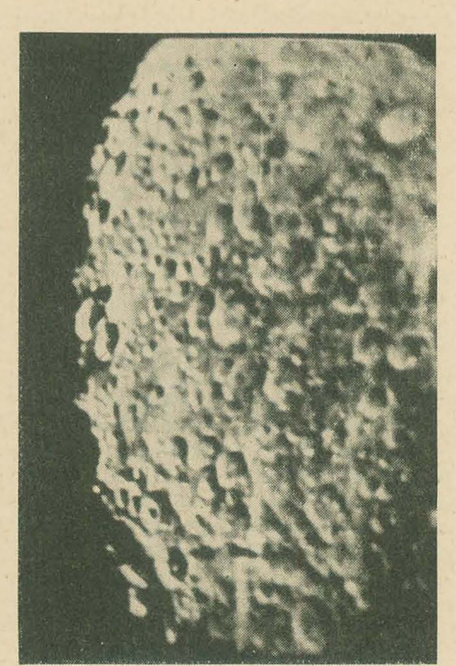
Signal- und Kommandoeinrichtung

Diese Baueinheit stellt die Verbindung zwischen Fernsehkamera und Kamerabediengerät und der Regie durch Signallampen und Sprechverbindung her und trägt somit wesentlich zum Gelingen einer Fernsehsendung bei. Ihr Hauptbestandteil ist ein volltransistorisierter Niederfrequenzverstärker, der eine gute Betriebssicherheit dieses Bausteins gewährleistet.

Meßergebnisse

Aus dem umfangreichen Meßprotokoll sollen nur einige wichtige Ergebnisse über die optisch-elektrischen Eigenschaften des Kamerazuges entnommen werden:

1. Modulationstiefe bei 500 kHz: 100%
   1 MHz: 100%
   2 MHz: 95%
   3 MHz: 80%
   4 MHz: 65%
   5 MHz: 45%
2. Effektiver Störabstand: 37 dB
3. Amplitudenbrumm: ≦ 1%
4. Geometrie: ≦ 1,5%



▲ Bild 16: Kraterfelder an der Licht-Schatten-Grenze, Brennweite f = 7,5 m

Betriebserprobung

Da die Entwicklung der Fernsehteleskopanlage als Gemeinschaftsarbeit zwischen dem Rundfunk- und Fernsehtechnischen Zentralamt Berlin-Adlershof und dem VEB Carl Zeiss Jena durchgeführt wurde, ergab sich für die labormäßigen Erprobungsarbeiten der in bezug auf Montage und astronomische Beratung recht günstige Aufstellungsort in der Werksternwarte des VEB Carl Zeiss Jena. Als endgültiger Aufstellungsort ist Berlin vorgesehen. Die erste Übertragung astronomischer Objekte mit dem Fernsehteleskop über alle Fernsehstationen der DDR erfolgte bereits von der Zeiss-Sternwarte in Jena.
Während der bisherigen Erprobungsarbeiten waren Hauptbeobachtungsobjekte der Mond, die Planeten unseres Sonnensystems und Fixsterne. Von besonderem Interesse waren auf der Mondoberfläche die bekannten Krater Tycho, Kopernikus, Keppler, Plato, der Gebirgszug der Mond-Apenninen, die Mond-Meere (Mare), das Gebiet der Landung der sowjetischen Mondrakete, bei den Planeten der Saturn mit seinen „Ringen" und der Jupiter mit den Oberflächenstreifen und seinen vier sichtbaren Monden. Die Bilder astronomischer Objekte in diesem Beitrag wurden vom Bildschirm eines Kontrollempfängers bei verschiedenen Brennweiten des Spiegelteleskops fotografiert. Eine Totalansicht des Mondes mit dem entsprechenden Oszillogramm zeigen die Bilder 14 und 15. Die Brennweite des Teleskops beträgt hierbei 2,4 m (Fernsehkamera im Primärfokus). Bild 16 zeigt ein Gebiet großer Kraterfelder, deren Randseite besonders durch die Licht-Schatten-Grenze betont wird. Die Fernsehkamera befindet sich bei dieser Beobachtung im Cassegrainfokus, mit der Brennweite 7,5 m. Im Bild 17 ist ein Ausschnitt aus den Kraterfeldern von Bild 16 zu erkennen (Brennweite 22 m). Der Planet Saturn ist im Bild 18 zu sehen. Bei der Betrachtung der fotografischen Aufnahmen muß



Bild 17: Ausschnitt aus einem Kraterfeld, Brennweite f = 22 m

besonders darauf hingewiesen werden, daß diese seitenrichtig mit dem Spiegelteleskop verlaufen und somit gegenüber der direkten Sicht seitenverkehrt sind.
Die als Beispiel angeführten Aufnahmen zeigen noch nicht die Grenze der Leistungsfähigkeit des Fernsehteleskops. Mit der Brennweite von 53 m läßt sich die Vergrößerung noch einmal um den Faktor 2 erhöhen. Dies setzt jedoch sehr ruhige und klare Luft voraus, damit das Bild nicht verschwimmt. Da diese Voraussetzung in Mitteleuropa selten ist, kann die größere Brennweite nicht oft angewandt werden.

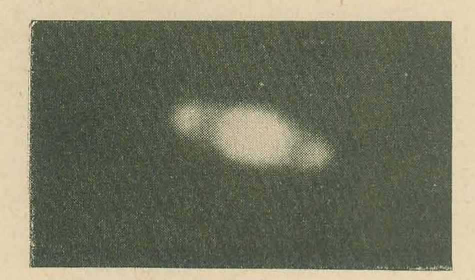


Bild 18: Planet Saturn, Brennweite f = 22 m

Ein besonderer Vorteil des Fernsehteleskops besteht darin, daß man durch Abschneiden des Signals bei niedrigen Signalwerten die flächenhafte Aufhellung des Bildes durch den Himmelshintergrund beseitigen kann. Dadurch läßt sich der zu beobachtende Stern kontrastreicher wiedergeben.

Zukunftsaussichten für die Fernsehastronomie

Die Lichtempfindlichkeit des Fernsehteleskops läßt sich auf rein elektronischem Wege noch dadurch erhöhen, daß die Bildabtastfrequenz verringert wird. Dann treffen innerhalb einer Abtastperiode mehr Elektronen auf die Speicherplatte auf als bei normaler Betriebsweise, so daß diese sich stärker positiv aufladen kann. Infolgedessen liefern lichtschwache Objekte, deren Signalinformation bei normaler Bildabtastfrequenz (50 Hz) bereits unter dem Rauschpegel liegt, noch brauchbare Signalwerte [8].
Dieses Verfahren erfordert allerdings zusätzliche Geräte. Insbesondere ist ein Zwischenspeicher notwendig, der das mit niedriger Frequenz abgetastete Bild speichert und eine Wiederabtastung mit normaler Abtastfrequenz ermöglicht. Hierfür kommen entweder spezielle Speicherröhren in Frage, oder man gibt das mit geringer Bildwechselfrequenz abgetastete Bild auf einem Empfänger wieder, dessen Wiedergaberöhre einen Schirm mit langer Nachleuchtzeit besitzt, und tastet es mit Hilfe einer weiteren Kamera mit normgerechter Bildwechselfrequenz ab.
Die angedeuteten Möglichkeiten bewirken, daß die Fernsehtechnik auch in der wissenschaftlichen Astronomie Einzug hält. Sie verdrängt allmählich die visuelle Beobachtung und die unmittelbare fotografische Aufnahme. Mit ihrer Hilfe läßt sich die Lichtempfindlichkeit eines Fernrohres auf mehr als das Hundertfache erhöhen. Außerdem ist eine unmittelbare meßtechnische Auswertung des Videosignals möglich. Dies erleichtert wesentlich fotometrische Messungen an Sternen, da die Auswertung unmittelbar in elektronischen Rechenmaschinen erfolgen kann.
Die Astronomen denken ferner bereits daran, in naher Zukunft Fernsehteleskope in künstliche Satelliten einzubauen. Die für astronomische Beobachtungen so lästige Atmosphäre stört dort nicht mehr, so daß stets gleich gute Beobachtungsmöglichkeiten bestehen. Die Auflösung wird dann nur noch von dem optischen und dem fernsehtechnischen System bestimmt.
Trotz dieser Zukunftspläne der Astronomen verbleiben für die Fernsehastronomie von der Erde aus noch viele Aufgaben. Es ist geplant, das beschriebene Fernsehteleskop außer für das Programm des Deutschen Fernsehfunks zusätzlich für wissenschaftliche Zwecke auszunutzen. Dadurch besteht die Möglichkeit, die Anwendung der Fernsehtechnik in der astronomischen Forschung weiterzuentwickeln. Die dabei gesammelten Erfahrungen kommen wiederum der Programmbereicherung des Deutschen Fernsehfunks zugute.

Literatur

[1] McGee: Television in the service of science; Journal of the Television Society Bd. 8 (1956)
[2] Somes-Charlton: Television as an aid to astronomy; The New Scientist Bd. 3 (1958) Nr. 76
[3] Somes-Charlton: Photo-Electric-Image techniques in astronomy; Journal of the British I.R.E. 7 Bd. 13 (1959) S. 417 bis 435
[4] Gebel und Devol: The limiting detectivity of optical amplifying equipment; Z. Instr. 69 (1961) H. 10 S. 271—276 und H. 11 (1961) S. 296—299
[5] Piepereit: Fernsehkamera mit verlängerter Speicherzeit zur Übertragung lichtschwacher Objekte, insbesondere für die Anwendung in der Fernsehastronomie; Rundfunktechnische Mitteilungen 2 (1958) S. 19 und 20
[6] Rotow: Image Orthicon for pickup at low light levels; RCA Review 3 (1956) S. 425 bis 435
[7] Bildaufnahmeröhren vom Image-Orthikon-Typ OS20, 5820, 6849; Kurzmitteilungen der Fernseh GmbH H. 21, Dez. 1958 S. 425—439
[8] Shelton und Stewart: Pickup tube performance with slow scanning rates; Journal of the SMPTE Juli (1958) S. 441—451

Schußwaffen und Tonbandgeräte

K.-H. HESS

In Westdeutschland und in Westberlin kann der Durchschnittsbürger Schußwaffen und neuerdings auch Tonbandgeräte nur nach Vorlage seines Personalausweises erwerben.
Bei Schußwaffen ist das verständlich. Tonbandgeräte dienen jedoch im allgemeinen der friedfertigen Unterhaltung und nicht der gefährlichen, bewaffneten Auseinandersetzung. Daraus ergibt sich berechtigt die Frage, wieso und warum der Käufer eines Tonbandgerätes sich dort jetzt ausweisen muß.
Wir berichteten schon vor einiger Zeit [vgl. radio und fernsehen 13 (1962) S. 395] über den seit Jahren in Westdeutschland tobenden Tonbandkrieg.
Der Streit wurde zwischen den verschiedenen Interessengruppen ausgefochten, der Gema (Gesellschaft für musikalische Aufführungsrechte) als Interessenwahrer der Komponisten, den Tonbandgeräte produzierenden Konzernen und schließlich den Vertretern der Tonbandbesitzer oder -freunde, also den Verbrauchern, hier besser gesagt den „Gebrauchern".
Wie ganz anders die Situation unter unseren gesellschaftlichen Bedingungen in unserer Republik ist, wurde in dem genannten Artikel ausführlich gesagt. Deshalb nun dazu, wie es im Tonbandkrieg weiterging.
Die Gema kam mit ihrer Forderung, jedem Tonbandgerätkäufer generell eine Gebühr von 10,— DM abzuknöpfen, nicht durch. Darauf strengte sie einen Musterprozeß gegen den Grundig-Konzern an. Von der Industrie wurde eine Pauschalgebühr verlangt.
Der Prozeß fand, obwohl er von Grundsatzbedeutung nicht nur für Westberlin, sondern auch für Westdeutschland sein soll, widerrechtlich in Westberlin statt.
Überraschend, weil es völlig dem geltenden Urheberrecht ins Gesicht schlägt, wurde versucht, den Streit auf Kosten der Käufer, also des „kleinen Mannes", zu schlichten. Der 5. Senat des westberliner Kammergerichtes verlangt mit seiner Entscheidung: Der Verkäufer sei beim Verkauf eines Tonbandgerätes verpflichtet, die Personalien des Käufers festzustellen und sie der Gema mitzuteilen. Diese will dann von den Tonbandgerätebesitzern verlangen, daß sie einen Revers unterschreiben, keine urheberrechtlich geschützten Werke aufzunehmen. Falls das nicht geschieht, sind Gebühren zu entrichten.
Sicherlich wird noch weiter prozessiert bis zu einer Entscheidung des Bundesgerichtshofes. Im Augenblick scheint es aber jetzt — wie dies Beispiel beweist — zu ungunsten des musikalischen Normalverbrauchers zu stehen, der schon „auf Verdacht" Gebühren zahlen soll, auch wenn er seine Mitschnitte nur ganz privat für sich im stillen Kämmerlein spielen will. Und Hand aufs Herz — wer von uns weiß denn schon, welche Musikstücke noch urheberrechtlich geschützt sind? Hier wollen sich anscheinend wirklich die Großen auf Kosten der Kleinen einigen.

Probleme der eisenlosen Endstufe Teil 2

Dipl.-Ing. KLAUS RATHMANN

Schaltungstechnik

Der B-Betrieb wird bei Röhrenendstufen nur für Kraftverstärker mit größerer Ausgangsleistung (≥ 20 W) angewendet. Dagegen werden in tragbaren Transistorgeräten, die in der Unterhaltungselektronik z. Z. den größten Anteil der transistorbestückten Geräte darstellen, ausschließlich B-Endstufen des besseren Wirkungsgrades wegen eingesetzt. Aus diesen Gründen soll in den weiteren Betrachtungen für Röhrenschaltungen A-Betrieb und für Transistorschaltungen B-Betrieb vorausgesetzt werden.
In der Single-ended-push-pull-Endstufe führen die Gleichspannungsquellen keine Wechselspannung. Der Lautsprecher kann auch an den Plus- oder Minuspol gelegt werden, wenn durch einen in Reihe geschalteten Kondensator der Gleichstrom abgetrennt wird. Damit können beide Gleichspannungsquellen zu einer zusammengefaßt werden, so daß nicht zwei getrennte Stromversorgungsteile benötigt werden. Das gilt nicht für die Parallel-push-pull-Endstufe.

Schaltungstechnik mit Röhren

Die Probleme liegen bei Röhrenschaltungen in der Ansteuerung und, bei Verwendung von Pentoden, in der Erzeugung der Schirmgitterspannungen.
Die Röhren müssen gegenphasig angesteuert werden. Man wird bestrebt sein, die Ansteuerung der Röhren ohne Treibertransformator zu lösen. Die einfachste Art der Ansteuerung zeigt Bild 10. Die gegenphasigen Spannungen können an der Anode und an der Katode abgenommen werden. Damit sind beide Steuerspannungen einseitig geerdet, so daß $Rö_1$ in Anodenbasis- und $Rö_2$ in Katodenbasisschaltung arbeitet. Das bedingt unterschiedliche Spannungsverstärkungen beider Röhren, die durch verschieden große Steuerspannungen ausgeglichen werden müssen. Es ergeben sich daher verschieden große Widerstände in der Katoden- und Anodenzuleitung. Das Verhältnis der beiden Steuerspannungen ist vom Arbeitspunkt, vom Lautsprecherwiderstand und vom Röhrenexemplar abhängig. Aus diesen Gründen wird diese Art der Ansteuerung nicht gern angewandt.
Will man $Rö_1$ ebenfalls in Anodenbasisschaltung betreiben, dann muß sie zwischen Katode und Gitter angesteuert werden. Das wäre mit einem Transformator am leichtesten auszuführen. Will man darauf verzichten, ergibt sich die Möglichkeit nach Bild 11. R_2 und R_3 müssen dabei gleich groß sein. R_1 ist notwendig, damit die Ausgangsspannung nicht wechselstrommäßig über C_1 an Masse liegt. R_1 liegt parallel zum Lautsprecher.

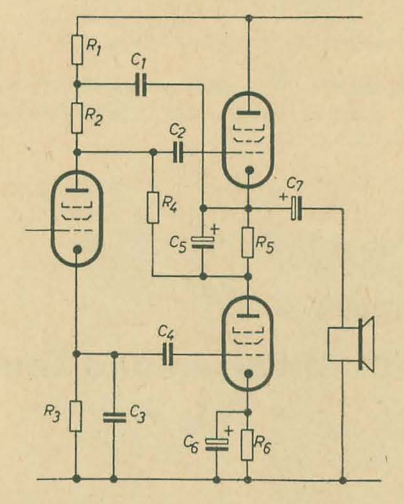


Bild 11: Eisenlose Endstufe, in der beide Endröhren in Katodenbasisschaltung arbeiten und ohne Treibertransformator angesteuert werden

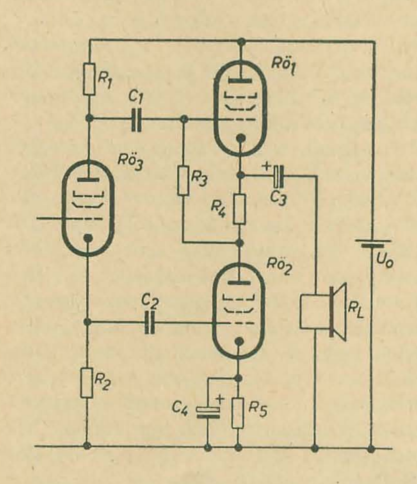


Bild 10: Eisenlose Endstufe, in der $Rö_1$ in Anodenbasisschaltung und $Rö_2$ in Katodenbasisschaltung arbeitend

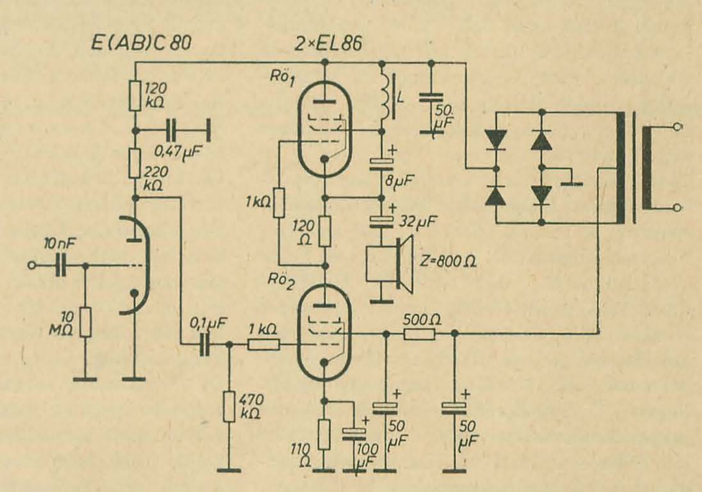


Bild 12: Eisenlose Endstufe, in der die Phasenumkehr von den Endröhren selbst erzeugt wird [7]

In dieser Schaltung ist die Verstärkung der Treiberröhre wegen des unüberbrückten Katodenwiderstandes gleich 1, sie arbeitet nur als Phasenumkehrstufe (mit $C_3 \approx 100$ pF werden Schaltungskapazitäten ausgeglichen).
Das Beispiel im Bild 12 zeigt, wie die Phasenumkehr in der Endstufe selbst erzeugt werden kann [7].
Der Katodenwiderstand von $Rö_1$ ist ein Teil des Außenwiderstandes von $Rö_2$. Die an ihm liegende Spannung wird zur Steuerung von $Rö_1$ benutzt. Damit gelangen auch die Verzerrungen von $Rö_2$ an das Gitter von $Rö_1$. Selbstverständlich darf $Rö_2$ nicht über den Kennlinienknick gefahren werden, d. h. AB-Betrieb ist nicht möglich. In einer Gegentaktendstufe heben sich die geradzahlig Harmonischen auf, hier jedoch nur teilweise. Man kann eine Kompensation erreichen, wenn für beide Röhren verschiedene Ansteuerungen, Arbeitspunkte oder Gegenkopplungen gewählt werden.
Die Schaltung arbeitet mit verschiedenen Arbeitspunkten. Sie weist eine weitere Besonderheit auf. Aus ökonomischen Gründen wurde auf eine Anodenstromsiebung verzichtet und durch eine Kompensationsschaltung ersetzt (120 kΩ und 0,47 µF in der Anodenzuleitung der EABC 80).
Diese Lösung der Ansteuerung und der Siebung besitzt für eine eisenlose Endstufe den geringsten Aufwand.

Erzeugung der Schirmgitterspannung

Der Betrieb der Pentode verlangt eine konstante Spannung zwischen Schirmgitter und Katode. Die Katode von $Rö_2$ liegt wechselstrommäßig an Masse. Deshalb kann die Schirmgitterspannung durch einen Spannungsteiler erzeugt werden. Damit keine Gegenkopplung über das Schirmgitter entsteht, darf der Querstrom durch den Spannungsteiler nicht zu klein gewählt werden. Bei Gleichrichtung durch Brücken-Gleichrichter kann die Schirmgitterspannung am Netztransformator entnommen werden, wie aus Bild 12 ersichtlich ist.
Eine besondere Art der Spannungserzeugung zeigt Bild 13. Hier besteht der Schirmgittervorwiderstand aus einem Triodensystem. Das Gitter liegt am Mittelpunkt zwischen beiden Röhren; die Ausgangsspannung ist durch ein RC-Glied ausgesiebt. Die Katode besitzt gegenüber dem Gitter eine schwach positive Spannung.
Die Erzeugung der Schirmgitterspannung von $Rö_1$ ist dagegen schwieriger, da die Katode Ausgangsspannung führt. Die elektrisch einfachste, aber unwirtschaftlichste Lösung ist die eines eigenen Netzteiles. Prinzipiell gibt es jedoch drei andere Lösungswege, die im Bild 14 dargestellt sind. Im Bild 14a wird der Strom über einen ohmschen Widerstand zugeführt. Das Schirmgitter ist über eine Kapazität an die Katode gelegt. Man erkennt, daß

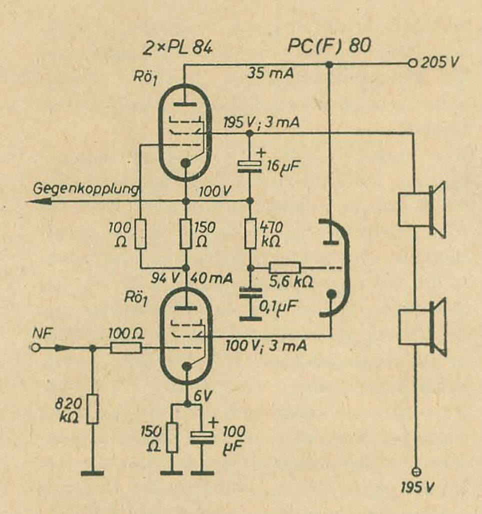


Bild 13: Erzeugung der Schirmgitterspannung durch eine Röhre, die als Schirmgitterwiderstand geschaltet ist (Philips)

dieser Vorwiderstand hochohmig gewählt werden muß, da er wechselstrommäßig parallel zum Außenwiderstand liegt. Besser ist die Lösung b, wo der Widerstand durch eine

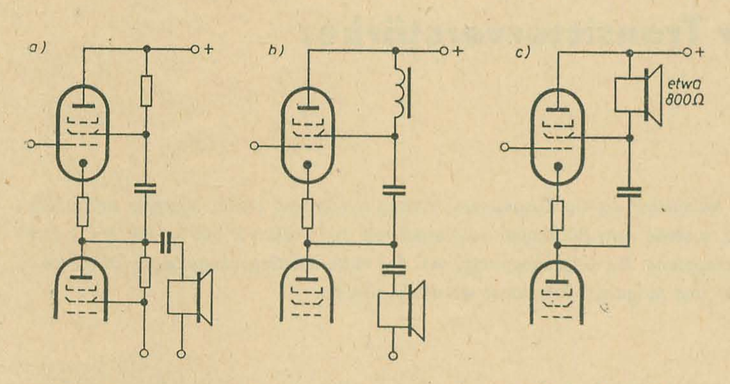


Bild 14: Erzeugung der Schirmgitterspannung für die Röhre, deren Katode Ausgangsspannung führt

Drossel ersetzt wird, um den Gleichstromwiderstand klein zu halten. Eine günstige Lösung stellt Bild c dar. Hier wird der Lautsprecher als Schirmgitterwiderstand benutzt, ist jedoch nicht mehr gleichstromfrei.

Eine völlig andere Lösung der Spannungszuführung erfolgt durch die Parallel-push-pull-Endstufe. Bild 15 zeigt das schaltungstechnische Prinzip. Die beiden Gleichstromquellen können nicht mehr zusammengefaßt werden. Die Röhren arbeiten in Katodenbasisschaltung, wenn auch der Außenwiderstand in der Katode angeordnet ist. Alle Schaltelemente, auch die Gleichstromquellen und die Röhren, führen Ausgangsspannung. Für jede Röhre wird die Anodenspannung der einen und die Schirmgitterspannung der anderen Gleichstromquelle entnommen. Die Ausgangsspannung entsteht erdsymmetrisch, kann aber einseitig geerdet abgenommen werden.

Die Brummspannungen der beiden Netzteile heben sich im Lautsprecher auf, so daß es möglich ist, die Anodenspannungen der Endröhren ohne Siebung den Gleichrichtern zu entnehmen. Das erlaubt ein relativ billiges Stromversorgungsteil.

Verstärker dieser Schaltungsart mit ihren ausgezeichneten Eigenschaften wurden in [8] und [9] beschrieben. Hierzu zeigt Bild 16 einen 10-W-Normverstärker mit einem Innenwiderstand von 20 Ω und einem Klirrfaktor im hörbaren Bereich bei Nennleistung von <0,3%, einem Fremdspannungsabstand >75 dB und einem Außenwiderstand von 1 kΩ.

Röhreneigenschaften

Das Prinzip der eisenlosen Endstufe zielt auf kleine Außenwiderstände hin. Dafür werden Röhren benötigt, die für große Spitzenströme und niedrige Spannungen ausgelegt sind. Diese Forderungen konnten die bisher verwendeten Endröhren EL 12, EL 84 nicht erfüllen, jedoch aber die Gleichstromröhren UL 84, PL 84 (gleiche elektrische Eigenschaften, nur unterschiedliche Heizungen). Sie wurden als Paralleltypen zur EL 84 geschaffen, um für Allstromempfänger mit ihren niedrigen Betriebsspannungen noch genügend Leistung zu erzeugen. Zu diesem Zweck wurde der Schirmgitterdurchgriff vergrößert.

Eisenlose Endstufen sind für Allstromgeräte nicht unmöglich, werden jedoch hauptsächlich in Wechselstromgeräten angewendet. Deshalb hat man das System der UL 84 bzw. PL 84 mit einer 6,3-V-Wechselstromheizung als Röhrentyp EL 86 herausgebracht.

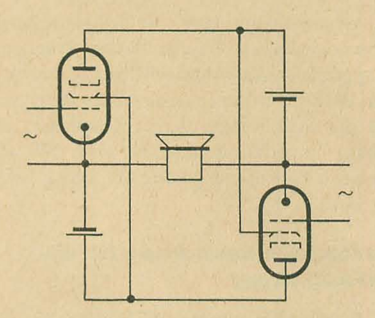


Bild 15: Zuführung der Schirmgitterspannung in der PPP-Endstufe

Zur Gegenüberstellung sind in der Tabelle 3 für die wichtigsten Endröhren die Verlustleistung, die Ausgangsleistung sowie der Lautsprecherwiderstand für verschiedene Spannungen in der bisher üblichen Eintakt-A-Schaltung und für die eisenlose Endstufen-Schaltung in A-Betrieb aufgeführt.

Die Widerstände sind aus den Kennlinienfeldern ermittelt und stellen die Werte für die größte Ausgangsleistung dar.

Für die Typen EL 12 N und EL 84 bei 300 V Spannung lagen keine Berechnungsgrundlagen

Tabelle 3: Gegenüberstellung der wichtigsten Endröhren

Röhrentyp	Eintakt-A-Betrieb				Eisenlose Endstufe in A-Betrieb			
	$U_o = 250$ V		$U_o = 200$ V		$U_o = 300$ V		$U_o = 400$ V	
	R_L in kΩ	P~ in W	R_L in kΩ	P~ in W	R_L in kΩ	P~ in W	R_L in kΩ	P~ in W
EL 12 N	3,5	8	—	—	—	—	1,2	10
EL 84	5,5	5,7	—	—	—	—	1,7	5,6
EL 86	—	—	2,4	5,2	1	7,2	2	7,25
(UL 84; PL 84)	—	—	—	—	0,8	5	—	—

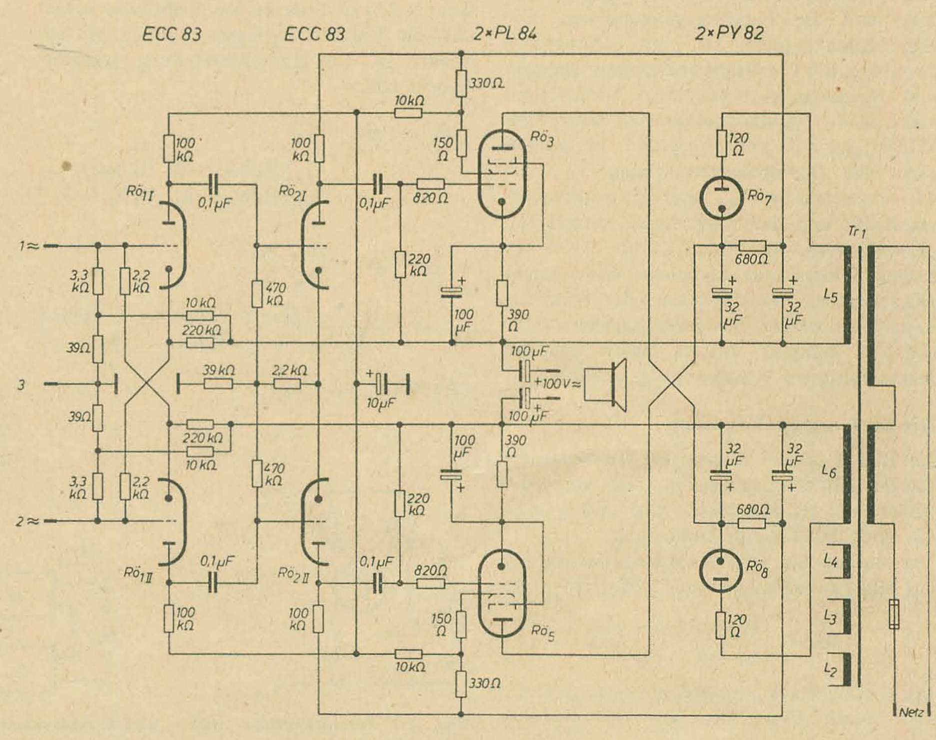


Bild 16: Normverstärker der CSSR mit Parallel-push-pull-Endstufe

vor. Wegen des geringen Schirmgitterdurchgriffes ist jedoch mit einem starken Rückgang der maximalen Ausgangsleistung zu rechnen. Beim Betrachten der Lautsprecherwiderstände muß die Feststellung gemacht werden, daß niedrige Impedanzen möglich sind. Sie sind aber noch bedeutend größer als bisher üblich ($2 \cdots 8\ \Omega$).

Ökonomische Betrachtung für die Röhrenschaltung

Die Röhrenheimempfänger können in drei Hauptgruppen unterteilt werden:

Kleinsuper:

Geräte unterster Preisklasse (1) ohne Komfort.
Ausgangsleistung $1 \cdots 2$ W
1 Lautsprecher

Mittelsuper:

Geräte mittlerer Preisklasse (2), geringer Komfort
Ausgangsleistung $2{,}5 \cdots 4$ W
1 bis 2 Lautsprecher (evtl. zusätzlicher Hochtonlautsprecher)

Großsuper (Truhen):

Geräte oberer Preisklasse (3), größerer Komfort möglich
Ausgangsleistung > 5 W
Gute Klangeigenschaften, getrennte Hoch- und Tieftonlautsprecher (2 Tieftonlautsprecher üblich)

Geht man von der Voraussetzung aus, daß die notwendigen Lautsprecherwiderstände für die eisenlose Endstufe nur durch Hintereinanderschalten von zwei Lautsprechern erreicht werden können, kommt diese Schaltung nur für Geräte der Preisklasse 3 und teure Geräte der Klasse 2 in Frage.
Da die Preisunterschiede der Lautsprecher mit hochohmiger und niederohmiger Schwingspule gering sind, können sie außer Betracht gelassen werden. Die für die Preisklasse 2 übliche Ausgangsleistung wird von der Eintakt-A-Endstufe ebenso wie von der eisenlosen Endstufe in A-Betrieb erzeugt. Für die Eintakt-A-Endstufe können Gegenkopplungen eingeführt werden, die den Klirrfaktor und den Innenwiderstand der Endröhre verkleinern. Der elektrische Wirkungsgrad spielt keine Rolle.
Wird zum Vergleich die Lösung mit dem geringsten Aufwand nach Bild 12 herangezogen, ergibt sich als Schlußfolgerung, daß statt des Ausgangstransformators in der Eintaktschaltung mit eventuellen Gegenkopplungsgliedern in der eisenlosen Endstufe der Mehraufwand von einer Röhre mit den entsprechenden Schaltelementen und einem Elektrolytkondensator gegenübersteht. Werden andere Schaltungsvarianten ohne Treibertransformator verwendet, erhöht sich der Aufwand in der eisenlosen Endstufe durch die Phasenumkehrröhre mit den dazugehörigen Schaltelementen. Daraus ergibt sich, daß die eisenlose Endstufe notwendigerweise etwas teurer als die übliche Schaltungsart mit Anpassungstransformator ist. Bei Geräten der Preisklasse 3 spielt der Mehraufwand im allgemeinen keine Rolle, wenn sich elektrische Vorteile ergeben.

Die Berechnung gegengekoppelter Transistorverstärker

HANS-JÜRGEN SCHILLER

Ganz allgemein läßt sich ein rückgekoppelter Verstärker als die Zusammenschaltung mindestens zweier Vierpole auffassen, dem Verstärkervierpol mit den Größen v und φ sowie dem Rückkopplungsvierpol mit den Größen k und ψ. Für $k < 1$ und $\varphi + \psi = 180°$ tritt ein Spezialfall der Rückkopplung, die Gegenkopplung, auf. Mit Hilfe der Gegenkopplung wird die Verstärkung linearisiert und stabilisiert. Eingangs- und Ausgangswiderstände werden verändert.

Die geläufigsten Gegenkopplungen in Transistorverstärkern sind die Seriengegenkopplung und die Parallelgegenkopplung. Die Seriengegenkopplung ist eine Stromgegenkopplung, die Parallelgegenkopplung dagegen eine Spannungsgegenkopplung. Nachfolgend sollen beide Gegenkopplungsarten mit reellen Widerständen berechnet werden. Es bleiben dann die Spannungsverstärkung V_u', die Stromverstärkung V_i', der Eingangswiderstand R_i' und der Ausgangswiderstand R_o' ebenfalls reell. Setzt man an die Stelle der reellen Widerstände komplexe Widerstände (Kapazitäten, Induktivitäten oder Schwingkreise), so werden die Schaltungsparameter ebenfalls komplex, und es lassen sich die mannigfaltigsten Frequenzgänge erzielen.

Die Seriengegenkopplung

Im Bild 1 ist ein einstufiger Transistorverstärker mit Seriengegenkopplung über den Widerstand R_s dargestellt, und Bild 2 zeigt die äquivalente Vierpoldarstellung.
Der Aufbau des Gegenkopplungsvierpols ist aus Bild 3 zu erkennen. Seine $\mathfrak{Z}$-Matrix lautet:

$$(\mathfrak{Z}_1) = \begin{pmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s & R_s \\ R_s & R_s \end{pmatrix}$$

Die $\mathfrak{Z}$-Matrix des Verstärkervierpols gewinnt man durch Umrechnen aus der Hybridmatrix [1].

$$(\mathfrak{Z}_2) = \begin{pmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{pmatrix} = \frac{1}{h_{22}} \begin{pmatrix} \Delta h & h_{12} \\ -h_{21} & 1 \end{pmatrix}$$

Durch Addition der beiden $\mathfrak{Z}$-Matrizen erhält man die $\mathfrak{Z}$-Matrix des Gesamtvierpols, die sich wieder in die Hybriddarstellung transformieren läßt.

$$(\mathfrak{Z}_1) + (\mathfrak{Z}_2) = (\mathfrak{Z})$$

$$= \frac{1}{h_{22}} \begin{pmatrix} R_s h_{22} + \Delta h & R_s h_{22} + h_{12} \\ R_s h_{22} - h_{21} & R_s h_{22} + 1 \end{pmatrix}$$

$$(\mathfrak{Z}) \rightarrow (\mathfrak{H}') = \begin{pmatrix} h_{11}' & h_{12}' \\ h_{21}' & h_{22}' \end{pmatrix}$$

$$= \frac{1}{1 + R_s h_{22}} \begin{pmatrix} h_{11} + R_s h_{21} & h_{12} + R_s h_{22} \\ h_{21} - R_s h_{22} & h_{22} \end{pmatrix}$$

$$(\Delta h \ll h_{21} \quad h_{12} \ll h_{21})$$

Die nicht gestrichenen Größen gehören dabei zur Schaltung ohne Gegenkopplung, die gestrichenen zur gegengekoppelten.
Für die neuen Parameter gilt

$$h_{11}' = \frac{h_{11} + R_s h_{21}}{1 + R_s h_{22}}$$

$$h_{12}' = \frac{h_{12} + R_s h_{22}}{1 + R_s h_{22}}$$

$$h_{21}' = \frac{h_{21} - R_s h_{22}}{1 + R_s h_{22}}$$

$$h_{22}' = \frac{h_{22}}{1 + R_s h_{22}}$$

$$\Delta h' = \frac{\Delta h + R_s h_{22}}{1 + R_s h_{22}}$$

Setzt man in die bekannten Formeln zur Berechnung von Transistorstufen [1] die neuen

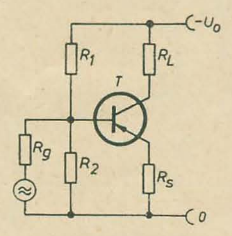
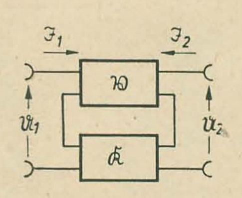


Bild 1: Verstärkerstufe mit Seriengegenkopplung


Bild 2: Äquivalente Vierpoldarstellung nach Bild 1

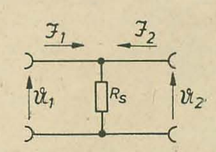


Bild 3: Aufbau des Gegenkopplungsvierpols

Parameter ein, so gilt für die Stromverstärkung

$$V_i' = \frac{h_{21}'}{1 + R_L h_{22}'} \quad (1)$$

$$V_i' = \frac{\frac{h_{21} - R_s h_{22}}{1 + R_s h_{22}}}{1 + \frac{h_{22}}{1 + R_s h_{22}} R_L}$$

$$V_i' = \frac{h_{21} - R_s h_{22}}{1 + h_{22}(R_s + R_L)} \quad (2)$$

$$V_i' \approx \frac{h_{21}}{1 + R_L h_{22}} \quad (3)$$

$(R_s \ll R_L)$

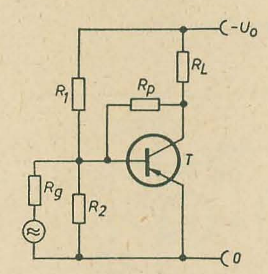


Bild 4: Verstärkerstufe mit Parallelgegenkopplung

Die Stromverstärkung der Stufe mit Seriengegenkopplung ist also etwa der Stromverstärkung der Stufe ohne Gegenkopplung gleich. Erst wenn R_s in die Größenordnung von R_L kommt, wird $V_i' \neq V_i$.
Die Spannungsverstärkung V_u' wird

$$V_u' = \frac{-h_{21}' R_L}{h_{11}' + R_L \Delta h'} \quad (4)$$

$$V_u' = \frac{-(h_{21} - R_s h_{22}) R_L}{h_{11} + R_s h_{21} + R_L (\Delta h + R_s h_{22})} \quad (5)$$

$$V_u' \approx \frac{-R_L h_{21}}{h_{11} + R_s h_{21} + R_L (\Delta h + R_s h_{22})} \quad (6)$$

$(R_s h_{22} \ll h_{21})$

Die Spannungsverstärkung der gegengekoppelten Stufe wird kleiner und dabei stabilisiert. Im Grenzfall, für $R_s \to R_L$, wird $V_u' \approx R_L/R_s$ und damit unabhängig von den Transistordaten. Die Spannungsverstärkung wird 1, für

$$|V_u'| = 1$$

$$= \frac{R_L (h_{21} - R_s h_{22})}{h_{11} + R_s h_{21} + R_L (\Delta h + R_s h_{22})}$$

$$R_s = \frac{R_L h_{21} - h_{11} - R_L \Delta h}{h_{21} + 2 R_L h_{22}} \quad (7)$$

$$R_s \approx R_L$$

Der Gegenkopplungsfaktor k läßt sich ermitteln aus

$$V_u' = V_u \cdot k \quad (8)$$

$$\frac{V_u'}{V_u} = \frac{h_{11} + R_L \Delta h}{h_{11} + R_s h_{21} + R_L (R_s h_{22} + \Delta h)}$$

$$\frac{V_u'}{V_u} = \frac{1}{1 + \frac{h_{21} + R_L h_{22}}{h_{11} + R_L \Delta h} R_s}$$

Mit Gleichung (9)

$$t_s = \frac{h_{21} + R_L h_{22}}{h_{11} + R_L \Delta h} \quad (9)$$

wird der Gegenkopplungsfaktor k

$$k = \frac{1}{1 + t_s \cdot R_s} \quad (10)$$

Für die Leistungsverstärkung V_p' gilt

$$V_p' = V_u' \cdot V_i'$$

$$V_p' = \frac{h_{21}^2 R_L}{(1 + h_{22} R_L)[h_{11} + R_s h_{21} + R_L (R_s h_{22} + \Delta h)]} \quad (12)$$

Die Leistungsverstärkung V_p' wird 1, mit

$$V_0' = 1$$

$$= \frac{h_{21}^2 R_L}{(1 + R_L h_{22})[h_{11} + R_s h_{21} + R_L (R_s h_{22} + \Delta h)]}$$

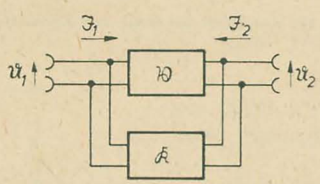


Bild 5: Äquivalente Vierpoldarstellung nach Bild 4

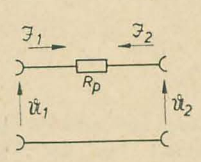


Bild 6: Aufbau des Gegenkopplungsvierpols

$$R_s \approx \frac{R_L \cdot h_{21}}{h1 + R_L h_{22}} \quad (13)$$

Mit dem Gegenkopplungsfaktor k läßt sich die Leistungsverstärkung schreiben

$$\frac{V_p'}{V_p} = \frac{1}{1 + t_s \cdot R_s} = k \quad (14)$$

Der Eingangswiderstand R_i' der Schaltung wird

$$R_i' = \frac{h_{11}' + R_L \Delta h}{1 + R_L h_{22}'} \quad (15)$$

$$R_i' = \frac{h_{11} + R_L \Delta h + R_s (h_{21} + R_L h_{22})}{1 + h_{22}(R_L + R_s)} \quad (16)$$

$$R_i' \approx \frac{h_{11} + R_L \Delta h + R_s (h_{21} + R_L h_{22})}{1 + R_L h_{22}} \quad (17)$$

$(R_s \ll R_L)$

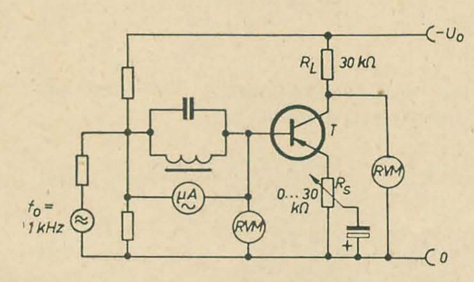


Bild 7: Meßschaltung bei Stromgegenkopplung für V_i', V_u' und R_i'

Wird auch hier der Gegenkopplungsfaktor k eingeführt, so gilt

$$\frac{R_i'}{R_i} = \frac{1}{k} \quad (18)$$

$$\frac{R_i'}{R_i} = 1 + t_s \cdot R_s \quad (19)$$

Der Eingangswiderstand einer Stufe mit Seriengegenkopplung erhöht sich also auf das 1/k-fache gegenüber dem einer Stufe ohne Gegenkopplung.
Der Ausgangswiderstand R_o' ist gegeben durch

$$R_o' = \frac{h_{11}' + R_g}{\Delta h' + R_g h_{22}'} \quad (20)$$

$$R_o' = \frac{h_{11} + R_g + R_s (h_{21} + R_g h_{22})}{\Delta h + h_{22}(R_s + R_g)} \quad (21)$$

$$R_o' \approx \frac{h_{11} + R_s h_{21} + R_g}{\Delta h + h_{22}(R_s + R_g)} \quad (22)$$

$(R_g h_{22} \ll h_{21})$

Der Ausgangswiderstand der Stufe wird ebenfalls größer.

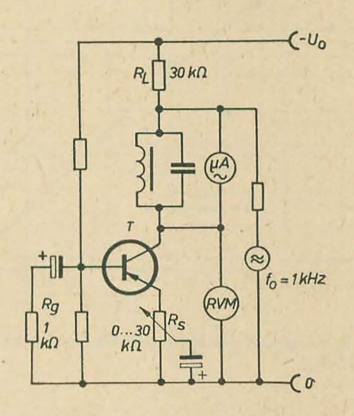


Bild 8: Meßschaltung bei Stromgegenkopplung für R_o'

Die Parallelgegenkopplung

Bild 4 zeigt eine Verstärkerstufe mit Parallelgegenkopplung über den Widerstand R_p. Die dazugehörige Vierpoldarstellung ist im Bild 5 zu erkennen, und den Aufbau des Gegenkopplungsvierpols gibt Bild 6 wieder.
Seine 𝔜-Matrix lautet:

$$(\mathfrak{Y}_1) = \begin{pmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{R_p} & -\frac{1}{R_p} \\ -\frac{1}{R_p} & \frac{1}{R_p} \end{pmatrix}$$

Der Transistor hat die 𝔜-Matrix

$$(\mathfrak{Y}_2) = \begin{pmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{pmatrix} = \frac{1}{h_{11}} \begin{pmatrix} 1 & -h_{12} \\ h_{21} & \Delta h \end{pmatrix}$$

Die Addition beider Matrizen ergibt

$$(\mathfrak{Y}) = \frac{1}{R_p h_{11}} \begin{pmatrix} h_{11} + R_p & -h_{11} - R_p h_{12} \\ -h_{11} + R_p h_{21} & h_{11} + R_p \Delta h \end{pmatrix}$$

Die 𝔜-Matrix wieder in die Hybriddarstellung transformiert

$$(\mathfrak{H}') = \frac{1}{h_{11} + R_p} \begin{pmatrix} R_p h_{11} & R_p h_{12} + h_{11} \\ R_p h_{21} - h_{11} & R_p h_{22} + h_{21} \end{pmatrix}$$

Die neuen Parameter lauten damit:

$$h_{11}' = \frac{R_p h_{11}}{R_p + h_{11}}$$

$$h_{12}' = \frac{R_p h_{12} + h_{11}}{R_p + h_{11}}$$

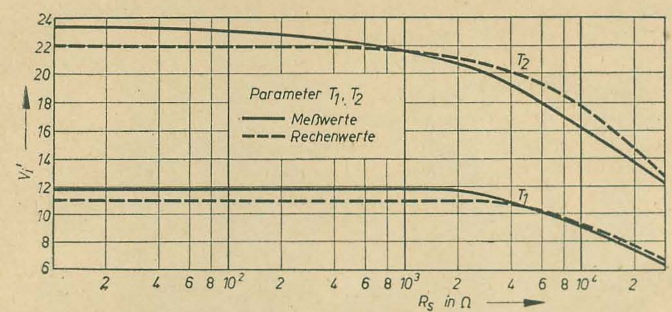


Bild 9: Vergleich der Meß- und Rechenwerte von $V_i' = f(R_s)$

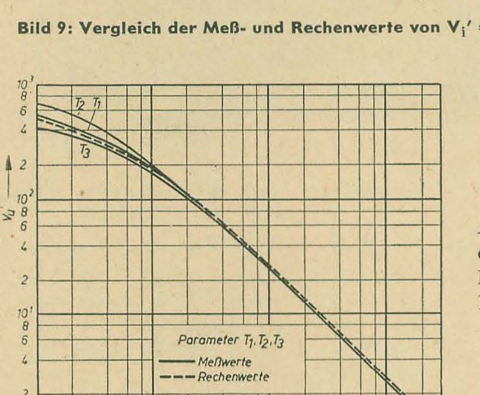


Bild 10: Vergleich der Meß- und Rechenwerte von $V_u' = f(R_s)$

$$h_{21}' = \frac{R_p h_{21} - h_{11}}{R_p + h_{11}}$$

$$h_{22}' = \frac{R_p h_{22} + h_{21}}{R_p + h_{11}}$$

$$\Delta h' = \frac{R_p \Delta h + h_{11}}{R_p + h_{11}}$$

Die Stromverstärkung V_i' nach Gleichung (1) wird dann

$$V_i' = \frac{R_p h_{21} - h_{11}}{R_p + h_{11} + R_L (R_p h_{22} + h_{21})} \quad (23)$$

$$V_i' \approx \frac{R_p h_{21}}{R_L h_{21} + R_p (1 + h_{22} R_L)} \quad (24)$$

$(R_p \gg h_{11})$

Bei Parallelgegenkopplung wird die Stromverstärkung V_i' kleiner und dabei stabilisiert.

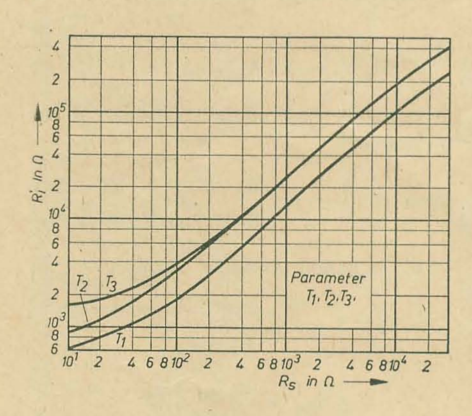


Bild 11: Meßwerte von $R_i' = f(R_s)$

Auch hier wird für $R_p \to R_L$ $V_i' \approx R_p/R_L$ und damit von der Exemplarstreuung unabhängig.

Die Stromverstärkung V_i' wird 1, mit

$$V_i' = 1 = \frac{R_p h_{21}}{R_L h_{21} + R_p (1 + h_{22} R_L)}$$

$$R_p = \frac{R_L h_{21}}{h_{21} - R_L h_{22} - 1} \quad (25)$$

$$R_p \approx R_L$$

Der Gegenkopplungsfaktor k läßt sich bestimmen aus

$$V_i' = k \cdot V_i$$

$$\frac{V_i'}{V_i} = \frac{R_p (1 + R_L h_{22})}{R_L h_{21} + R_p (1 + R_L h_{22})}$$

$$\frac{V_i'}{V_i} = \frac{1}{1 + \frac{R_L h_{21}}{R_p (1 + R_L h_{22})}} \quad (27)$$

Definiert man

$$t_p = \frac{R_L h_{21}}{1 + R_L h_{22}}, \quad (28)$$

so wird der Gegenkopplungsfaktor k

$$k = \frac{1}{1 + \frac{t_p}{R_p}} \quad (29)$$

Die Spannungsverstärkung V_u' wird mit Gleichung (4) ermittelt zu

$$V_u' = \frac{-R_L (R_p h_{21} - h_{11})}{R_p h_{11} + R_L (R_p \Delta h + h_{11})} \quad (30)$$

$$V_u' \approx \frac{-R_L h_{11}}{h_{11} + R_L \Delta h} \quad (31)$$

$(R_p \Delta h \gg h_{11})$

Solange die Bedingung $R_p \Delta h \gg h_{11}$ gilt, ist $V_u' = V_u$ und damit unbeeinflußt von der Gegenkopplung. Erst bei $R_p \to R_L$ wird V_u' kleiner.

Die Beziehung für die Leistungsverstärkung V_p', die aus den Gleichungen (24) und (31) entsteht, lautet:

$$V_p' = \frac{R_L R_p h_{21}^2}{[R_L h_{21} + R_L (1 + R_L h_{22})] (h_{11} + R_L \Delta h)} \quad (32)$$

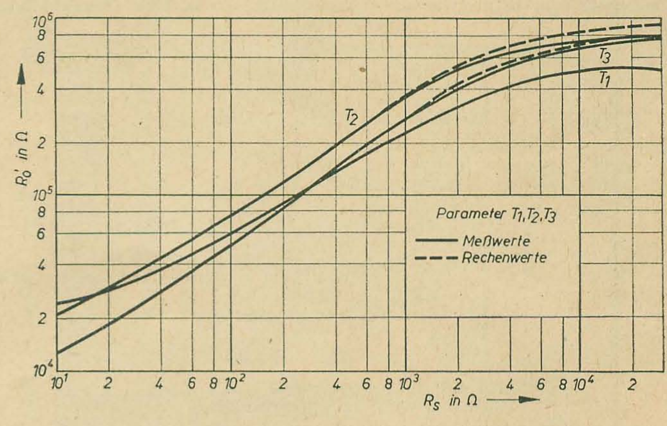


Bild 12: Vergleich der Meß- und Rechenwerte von $R_o' = f(R_s)$

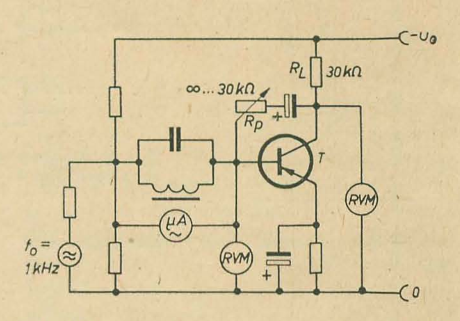


Bild 13: Meßschaltung bei Spannungsgegenkopplung für V_i', V_u' und R_i'

Die Leistungsverstärkung wird 1, wenn

$$V_p' = 1$$

$$= \frac{R_L R_p h_{21}^2}{[R_L h_{21} + R_p (1 + R_L h_{22})] (h_{11} + R_L \Delta h)}$$

$$R_p = \frac{R_L h_{21} (h_{11} + R_L \Delta h)}{R_L h_{21}^2 - (1 + R_L h_{22}) (h_{11} + R_L \Delta h)} \quad (33)$$

$$R_p \approx \frac{h_{11} + R_L \Delta h}{h_{21}} \quad (34)$$

ist.

Mit dem Gegenkopplungsfaktor k wird

$$\frac{V_p'}{V_p} = \frac{1}{1 + \frac{t_p}{R_p}} \quad (35)$$

Für den Eingangswiderstand R_i' gilt mit Gleichung (15)

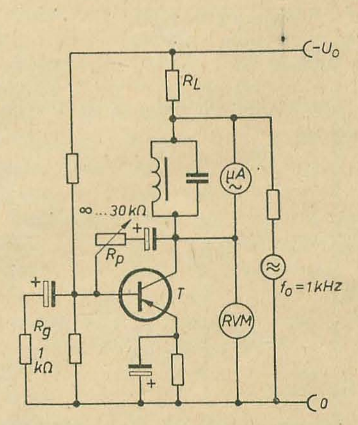


Bild 14: Schaltung zur Messung des Ausgangswiderstandes R_o' bei Spannungsgegenkopplung

$$R_i' = \frac{R_p (h_{11} + R_L \Delta h) + R_L h_{11}}{R_p (1 + R_L h_{22}) + R_L h_{21}} \quad (36)$$

Im Gegensatz zur Seriengegenkopplung wird hier der Eingangswiderstand mit wachsender Gegenkopplung kleiner.
Der neue Ausgangswiderstand R_o' errechnet sich aus der Gleichung (20)

$$R_o' = \frac{R_p h_{11} + R_g (R_p + h_{11})}{h_{11} + R_p \Delta h + R_g (R_p h_{22} + h_{21})} \quad (37)$$

$$R_o' \approx \frac{R_p (R_g + h_{11})}{R_p \Delta h + R_g (R_p h_{22} + h_{21})} \quad (38)$$

$(R_p \gg R_g)$

Auch der Ausgangswiderstand der parallel gegengekoppelten Stufe ist kleiner als der, der nicht gegengekoppelten.

Kombination beider Schaltungen

Mit der Kombination beider Gegenkopplungsarten lassen sich Verstärkerstufen aufbauen, die die gleichen Ein- und Ausgangswiderstände wie nicht gegengekoppelte Schaltungen besitzen, kleinere Strom- und Spannungsverstärkung und damit auch Leistungsverstärkung aufweisen, dafür aber gegen Exemplarstreuungen weitgehend unabhängig sind. Um bei derartigen Schaltungen auch eine günstige

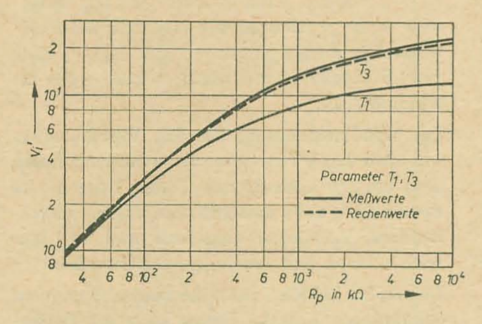


Bild 15: Vergleiche der Meß- und Rechenwerte von $V_i' = f(R_p)$

Stabilität der Stromverstärkung zu erzielen, muß man

$$R_L < R_{L\,opt} = \sqrt{\frac{h_{11}}{h_{22} \Delta h}}$$

wählen, da für große Lastwiderstände die Stromverstärkung auch ohne Gegenkopplung schon relativ klein ist und sich deshalb schwer stabilisieren läßt.
Die Parameter der kombinierten Schaltung lauten:

$$h_{11}' = \frac{R_p \quad h_{11} + R_s (R_p \; h_{21} - h_{11})}{R_p + h_{11} + R_s (R_p \; h_{22} + h_{21})}$$

$$h_{12}' = \frac{R_p \quad h_{12} + h_{11} + R_s (R_p \quad h_{22} + h_{21})}{R_p + h_{11} + R_s (R_p \; h_{22} + h_{21})}$$

$$h_{21}' = \frac{R_p \quad h_{21} - h_{11} - R_s (R_p \; h_{22} + h_{21})}{R_p + h_{11} + R_s (R_p \; h_{22} + h_{21})}$$

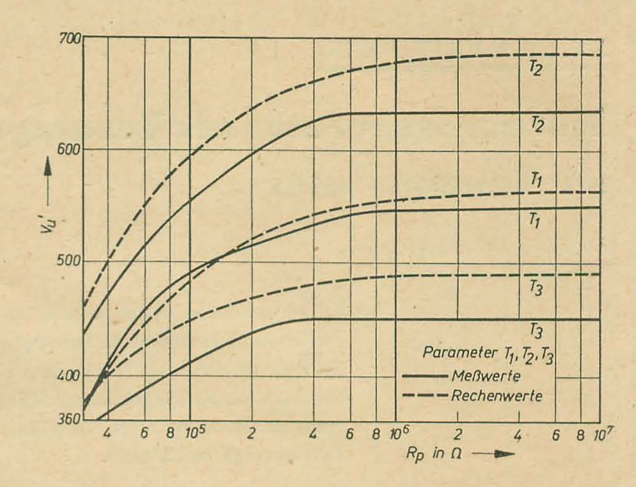


Bild 16: Vergleich der Meß- und Rechenwerte von $V_u' = f(R_p)$

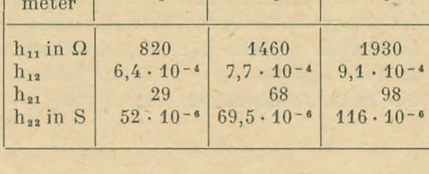
$$h_{22}' = \frac{R_p \quad h_{22} + h_{21}}{R_p + h_{11} + R_s (R_p h_{22} + h_{21})}$$

$$\Delta h' = \frac{R_p \Delta h + h_{11} + R_s (R_p h_{22} + h_{21})}{R_p + h_{11} + R_s (R_p h_{22} + h_{21})}$$

Mit diesen Werten lassen sich wieder V_i', V_u', V_p', R_i' und R_o' ermitteln.

Meßergebnisse

Mit der Schaltung nach Bild 7 wurden für drei unterschiedliche Transistoren, deren Parameter im Arbeitspunkt $-U_{CE} = 5$ V und $-I_C = 2$ mA aus der Tabelle zu ersehen sind, V_i', V_u' und R_i' gemessen und den Rechenwerten gegenübergestellt. Der Ausgangswiderstand R_o' wurde mit der Meßschaltung nach Bild 8 ermittelt.



Parameter	T_1	T_2	T_3
h_{11} in Ω	820	1460	1930
h_{12}	$6{,}4 \cdot 10^{-4}$	$7{,}7 \cdot 10^{-4}$	$9{,}1 \cdot 10^{-4}$
h_{21}	29	68	98
h_{22} in S	$52 \cdot 10^{-6}$	$69{,}5 \cdot 10^{-6}$	$116 \cdot 10^{-6}$

Die Bilder 9, 10, 11 und 12 zeigen die Ergebnisse. Liegen die Differenzen zwischen Meß- und Rechenwerten bzw. zwischen den Meßwerten unter 5%, so fehlt die Darstellung der Rechenwerte, und die Meßkurven laufen ineinander.

Allgemein kann festgestellt werden, daß Meß- und Rechenwerte recht gute Übereinstimmung zeigen. Mit dem benutzten Außenwiderstand ($R_L = 30$ kΩ $\approx R_{L\,opt}$) ergibt sich für alle gemessenen Transistoren ab $R_s \approx 0{,}5$ kΩ die gleiche Spannungsverstärkung. V_u' ist in diesem Falle etwa 50. Die Beziehung $R_L/R_s \approx V_u'$ ist dabei noch mit einem Fehler von 20% behaftet, der aber für größere R_s kleiner wird. Auch die Kurven für R_i', V_i' und R_o' zeigen zufriedenstellende Übereinstimmung zwischen Meß- und Rechenwerten. Die größeren Differenzen zwischen Meß- und Rechenwerten mit wachsenden Ausgangswiderständen haben ihre Ursache in der unzulänglichen Meßeinrichtung.

Für die Spannungsgegenkopplung gilt sinngemäß das gleiche. Die Meßwerte der Bilder

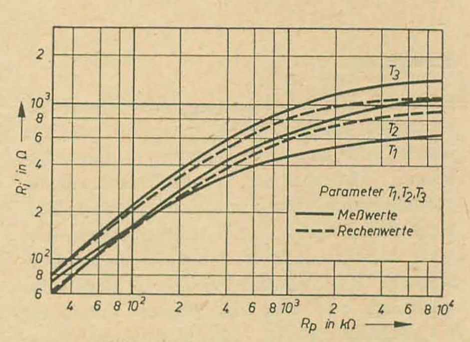


Bild 17: Vergleich der Meß- und Rechenwerte von $R_i' = f(R_p)$

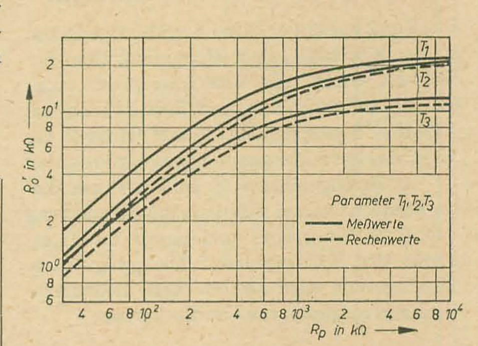


Bild 18: Vergleich der Meß- und Rechenwerte von $R_o' = f(R_p)$

15, 16, 17 und 18 wurden mit den Schaltungen nach den Bildern 13 und 14 aufgenommen. Hier machte sich der große Lastwiderstand R_L nachteilig bemerkbar, denn er verkleinert die Stromverstärkung V_i beträchtlich, so daß die Stabilisierung erst bei sehr kleinen V_i' wirksam wird.

Zusammenfassung

Für zwei in der Transistorverstärkertechnik geläufige Gegenkopplungsarten, die Serien- und die Parallelgegenkopplung, wurden über die Vierpoltheorie neue Parameter errechnet, mit deren Hilfe V_i', V_u', R_i' und R_o' der gegengekoppelten Stufe ermittelt werden können. Meß- und Rechenwerte zeigen gute Übereinstimmung.

Literatur

[1] Richard F. Shea: Transistortechnik; VEB Verlag Technik, Berlin 1961

Vibrato-Generator als Zusatzgerät für Musikinstrumente mit Tonabnehmer

HAGEN JAKUBASCHK

Bei verschiedenen Musikinstrumenten, wie z. B. bei Gitarren, werden die Saitenschwingungen mit einem magnetischem Tonabnehmer in elektrische Schwingungen umgewandelt, verstärkt und über Lautsprecher abgestrahlt. Dabei besteht oftmals der Wunsch, dem Instrumentenklang ein künstliches Vibrato zu unterlegen. Entsprechende Zusatzgeräte sind nicht im Handel erhältlich und Veröffentlichungen über dieses Zweiggebiet kaum vorhanden. Deshalb wird nachfolgend eine für den Nachbau geeignete Schaltung eines einfachen, vom Verfasser entwickelten und von Berufsmusikern praktisch erprobten Vibrato-Zusatzgerätes beschrieben.

Schaltung

Bild 1 zeigt die Schaltung des Vibratozusatzes, der im Aufwand sehr einfach gehalten wurde und mit einer einzigen Röhre auskommt. Die von der Tonquelle kommende, normalerweise zum Verstärker führende Leitung wird am Eingang E angeschlossen. Ausgang A führt dann zum nachfolgenden Verstärker. Das Vibrato-Trickgerät wird also zusätzlich vor dem eigentlichen Verstärker eingeschaltet. Es ist, obwohl es eine zusätzliche etwa 30fache Spannungsverstärkung besitzt, nicht als zusätzlicher Verstärker bestimmt. Regler P_1 ist der Lautstärkeregler.

Das Gerät besteht aus zwei Funktionsgruppen. In der Mischstufe, dem Heptodensystem der ECH 81, erfolgt die Verstärkung der zugeführten NF-Spannung und Beimischung des Vibratos. Dies geschieht, indem Gitter 3 der Heptode eine Sinusspannung mit der Frequenz 3 ··· 12 Hz zugeführt wird. Im Rhythmus dieser Frequenz ändert sich dann die Verstärkung des Heptodensystems und damit die Lautstärke der übertragenen Schwingung. Diese Überlagerung wird als ein dem Instrumentenklang aufgeprägtes Vibrato hörbar.

Bild 1: Schaltung des Vibrato-Generators

Die Stärke des Vibratos wird mit P_2 beliebig eingeregelt. Die Werte des Koppelkondensators C_5 mit 0,25 µF und des Siebkondensators C_6 mit 0,5 µF (der etwaige in der Vibratofrequenz enthaltene, in den Hörbereich fallende Oberwellen unterdrückt) sind relativ kritisch.

Die Vibratofrequenz soll innerhalb gewisser Grenzen regelbar sein, um sie dem Charakter des Instruments anpassen zu können. Andererseits soll die Erzeugung dieser Sinusschwingung mit relativ geringem Aufwand möglich sein. Als günstigste Lösung kommt ein RC-Phasenkettengenerator in Frage. Hierzu wird das Triodensystem der ECH 81 benutzt. Diese Triode hat jedoch einen maximalen Verstärkungsfaktor von nur 22, während die üblichen dreiteiligen Phasenketten, deren Phasendrehung je Glied 60° beträgt, eine Dämpfung von 1 : 29 haben [1]. Daher muß hier eine vierteilige Phasenkette benutzt werden, bei der die Phasendrehung je Glied nur 45° und die Gesamtdämpfung 1 : 18,4 beträgt. Für den Schwingeinsatz ist dann wenigstens eine 19fache Verstärkung erforderlich. Dieser Verstärkungswert ist mit dem Triodensystem der ECH 81 noch erreichbar. Mit einem Anodenwiderstand von 50 kΩ ergibt sich eine reichlich 19fache Verstärkung und damit genügende Anschwingsicherheit bei noch ausreichend sauberer Sinusform der Schwingung. Falls Vibratofrequenzen über 10 ··· 12 Hz erzeugt werden sollen, kann es wegen der dann nicht mehr zu vernachlässigenden Belastung durch die Phasenschieberkette erforderlich werden, den Anodenwiderstand der Triode auf etwa 60 ··· 65 kΩ zu erhöhen.

Die Phasenschieberkette besteht aus $C_{1 \cdots 4}$ und $R_{1 \cdots 4}$, wobei alle C (je 50 nF) und alle R (je 200 kΩ ··· 1 MΩ) gleich sein sollen. Die Frequenzregelung erfolgt durch gleichsinnige Änderung aller R-Werte. Die Frequenz einer vierteiligen Phasenkette errechnet sich nach der zugeschnittenen Größengleichung [2] [3]:

$$f = \frac{125}{R \cdot C} \quad \text{(f in Hz, R in M}\Omega\text{, C in nF)}.$$

Für eine kontinuierliche Regelung der Frequenz wäre ein Vierfach-Potentiometer 4 × 1 MΩ erforderlich. Da hier keine besonderen Gleichlaufforderungen gestellt werden (Gleichlauf-Fehler von 20 % sind durchaus tragbar), können grundsätzlich vier Einzelregler oder auch zwei Tandemregler mit linearen Kennlinien über Seilscheiben und Seilzug gekoppelt und durch einen gemeinsamen Drehknopf bedient werden. Allerdings erfordert diese Lösung relativ viel Platz im Gerät. Wie der Probebetrieb des Mustergerätes zeigte, ist eine kontinuierliche Frequenzregelung nicht unbedingt notwendig. Es genügen vier feste Vibratofrequenzen (3, 6, 9, 12 Hz) für alle praktisch vorkommenden Fälle. In diesem Fall kann der Phasenschieber dann sehr einfach mit einem vierpoligen Stufen- oder vierteiligen Tastenschalter aufgebaut werden. $R_{1 \cdots 4}$ werden dann jeweils vierfach unterteilt (z. B. je viermal 200 kΩ) und mit Festwiderständen aufgebaut, so daß $R_{1 \cdots 4}$ über den Stufenschalter zwischen 200 ··· 800 kΩ wählbar sind.

Die Anodenspannung für den Vibratozusatz soll etwa 250 V betragen, der Stromverbrauch liegt bei nur etwa 20 mA. Daher kann dieser Zusatz auch ohne weiteres nachträglich in vorhandene Verstärker eingebaut und aus dem vorhandenen Netzteil mitgespeist werden.

Die Röhre ECH 81 hat eine beiden Systemen gemeinsame Katode. Daher kann die Gittervorspannung hier nicht durch einen Katodenwiderstand erzeugt werden, da es dann selbst bei Verwendung sehr großer Katodenelkos am Katodenwiderstand zu unerwünschten Modulationserscheinungen bzw. Überlagerungen und für die Vibratofrequenz zu unerwünschter Gegenkopplung käme. Die Katode muß daher an Masse liegen und die Gittervorspannung im Netzteil gesondert erzeugt werden. Sie wird mit —2 V dem Vibratozusatz zugeführt und hier über 50 kΩ/100 µF entkoppelt.

Für die Erzeugung dieser Gittervorspannung gibt es mehrere Möglichkeiten. Wird der Vibratozusatz als selbständiges Gerät aufgebaut, so ist eine Netzteilschaltung nach Bild 2 zweckmäßig. Die Gittervorspannung wird dort durch einen 100-Ω-Widerstand in der Minusleitung erzeugt und wieder über 50 kΩ/100 µF entkoppelt. Dieses Siebglied entspricht dem in Bild 1; dort kann also der 50-kΩ-Widerstand und der 100-µF-Elko dann entfallen. Bei Verwendung dieser Netzteilschaltung ist der Brummspannungsabstand des Zusatzgerätes, bezogen auf eine Eingangsspannung von etwa 100 mV und eine Ausgangsspannung von 3 V, besser als 54 dB.

Falls der Zusatz nachträglich in vorhandene Verstärker eingebaut wird, ist die Erzeugung der Gittervorspannung mit einem Widerstand in der Minusleitung nicht immer möglich oder zweckmäßig. Die Gittervorspannung kann dann nach Bild 3 aus der Heizspannung gewonnen werden, wobei aber zu beachten ist, daß dann entweder, wie Bild 3 zeigt, die Heizspannung einpolig an Masse liegen muß oder durch zwei Festwiderstände oder Mittelanzapfung der Heizwicklung definiert erdsym-

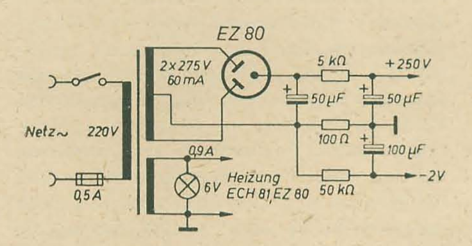


Bild 2: Netzgerät

metrisch ist. Im letzteren Falle verringert sich der vor der Diode liegende 3-kΩ-Widerstand auf 1 kΩ. Eventuell kann auch eine vorhandene unbenutzte Trafowicklung mit 4 ··· 6 V verwendet werden oder es werden die wenigen Windungen zusätzlich von Hand aufgewickelt. Die Diode wird dann direkt an die Zusatzwicklung angeschlossen, die dann etwa 1,5 V zu liefern hat. Als Diode ist jede Germanium-

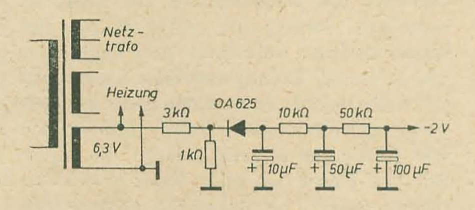


Bild 3: Stromversorgung aus einem vorhandenen Netzteil

diode, ein kleiner Sirutor oder eine Selenscheibe brauchbar. Die Elkos der folgenden Siebkette sollen reststromarm sein, das letzte Glied der Siebkette mit 50 kΩ/100 µF ist wieder mit der gleichartigen Siebkette im Bild 1 identisch.

Die Anoden- und Gittervorspannung sollen vor Inbetriebnahme kontrolliert werden und die Grenzwerte 230 ··· 260 V bzw. 1,6 ··· 2,1 V nicht überschreiten.

Aufbau

Der Aufbau ist völlig unkritisch. Wird der Zusatz in einen vorhandenen Verstärker eingebaut, so sollen Röhre und Verdrahtung gegen den übrigen Verstärker mit Blechhauben abgeschirmt sein. Als selbständiges Gerät aufgebaut, sind keine besonderen Maßnahmen erforderlich, da wegen der geringen Verstärkung keine Verkopplungsgefahr besteht. Lediglich die Eingangsleitung von der Eingangsbuchse zu P_1 und weiter zum Gitter 1 der Heptode soll abgeschirmt verlegt werden. An der Frontplatte können P_1, P_2 und der Frequenzregler $R_{1 \cdots 4}$ bzw. dessen Schalter untergebracht werden.

Literatur

[1] Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker I. Band

[2] Schmidt: Schwingungserzeugung mit Elektronenröhren; Heft 24 der Reihe ,,Der praktische Funkamateur", Verlag Sport und Technik, Berlin

[3] H. E. Hollmann: Phasenschieber und RC-Generatoren; Elektrotechnik, Bd. I, Nr. 5 (November 1947)

Aus der Reparaturpraxis

Ersatz der Zeilenkippendröhre im ,,Leningrad T 2"

Im TV-Empfänger ,,Leningrad T 2" ist die Horizontalendstufe mit der Röhre P 50 ausgerüstet. Diese Röhre ist zur Zeit im Handel schwer erhältlich und der Anschaffungspreis nicht unerheblich. Hierfür bietet sich die in modernen TV-Empfängern oft verwendete EL 36 als Ersatzröhre an. Die teilweise beim TV-Empfänger ,,Rembrandt" als Ersatzröhre verwendete EL 81 scheidet als Ersatzröhre im ,,Leningrad T 2" aus, da erst umfangreiche Änderungen der Horizontalkippstufe ein zufriedenstellendes Resultat ergeben. Bekanntlich geschieht im ,,Leningrad T 2" die Fokussierung des Elektronenstrahles der Bildröhre mit einer Fokussierspule, die vom Gesamtanodenstrom des Bildteils durchflossen wird. Beim Verwenden einer Horizontalkippendröhre mit entsprechend niedrigem Katodenstrom ist keine einwandfreie Fokussierung mehr vorhanden, zumal auch die Horizontalamplitude und Hochspannung ungenügend sind. Beim Austausch der P 50 wird die Keramikfassung entfernt und die freigewordene Chassisöffnung mit einem rechteckigen Aluminiumblech entsprechender Größe abgedeckt, auf das die Fassung der EL 36 montiert wird. Die 12,6-V-Heizung wird durch die 6,3-V-Heizung ersetzt, die an der benachbarten Zeilengeneratorröhre 6 SN 7 vorhanden ist. Die Schaltung einschließlich der verwendeten Bauteile bleibt unverändert. Da der Anodenanschluß der EL 36 am Röhrendom herausgeführt ist, muß das Anodenhochspannungskabel der EL 36 zum Zeilentrafo durch eine entsprechend geschaffene Öffnung des Zeilentrafokäfigs, die sicherheitshalber noch mit einem Gummiprofil ausgelegt wird, geführt werden. Der Katodenstrom der EL 36 stellt sich analog der P 50 auf etwa 90 mA ein. Horizontalamplitude und Hochspannung sind damit einwandfrei.

Herbert Böhm

Vertikale Streifen im Bild bei 110°-TV-Empfängern

Bei einem Staßfurt T 59 zeigten sich am linken Bildrand vertikale Streifen, die zur Bildmitte zu in ihrer Stärke abnahmen. Die Vermutung, daß es sich, wie bei älteren Typen, um Fehler im Ablenksystem bzw. Zeilentrafo handeln könnte, bestätigte sich nicht. Nachdem die entsprechenden Bauteile eingehend überprüft wurden, zeigte sich, daß die Diode zur Rücklaufdunkeltastung D_{601} (OA 665) einen zu geringen Sperrwiderstand besaß bzw. völlig durchgeschlagen war.

Der gleiche Fehler trat bei einem Orion AT 611 auf. Bei diesem Gerät war die Diode GE 7 (OA 1161) defekt. Die fehlende Originaldiode konnte auf Grund ihrer Daten (hohe Sperrspannung und großer Durchlaßstrom) durch den Typ OA 665 o. ä. nicht ersetzt werden. Deshalb mußte die für diesen Zweck überdimensionierte OY 114 eingebaut werden.

S. Männel

Zu geringe Zeilenamplitude beim ,,Start"

Die Zeilenamplitude ging während des Betriebes plötzlich so zurück, daß das Bild gerade noch voll ausgefüllt wurde. Mit dem Bildbreitenregler ließ sich das Bild nicht entsprechend der Service-Anleitung einstellen, die besagt, daß das Bild den Rand um etwa 15 mm überschreiten soll. Das Überprüfen der Röhren und der entsprechenden Spannungen gab keinen Aufschluß über den Fehler, ebenso ließ sich die Boosterspannung mit R_{618} in den erforderlichen Grenzen regeln. Danach wurde C_{608} untersucht und der Fehler gefunden. C_{608} hatte Schluß.

G. Höland

*

Für die Reparaturpraktiker empfehlen wir folgende Bücher

Bernhard Pabst

Anleitung zur Fehlersuche für Rundfunkmechaniker

4. Auflage

352 Seiten, 277 Bilder, Halbleinen 17,50 DM

Werner/Barth

Kleine Fernseh-Reparatur-Praxis

3., erweiterte und verbesserte Auflage

256 Seiten, 269 Bilder, broschiert 5,— DM

VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

Blitzschäden an Gebäuden durch Einschläge in UKW- und Fernsehantennen[1])

Dr.-Ing. G. LEHMANN

Aus früheren Statistiken der Feuerversicherungsgesellschaften geht hervor, daß der Hauptanteil der Schäden an Gebäuden ohne ordnungsgemäßen Blitzableiter durch Blitzeinschläge in die Dachaufbauten, wie Türmchen, Dunstrohre, Wetterfahnen, sowie die Dachfirste selbst erfolgt ist und daß der Blitz von diesen Stellen seinen Weg dann durch das Dach über andere Gebäudeteile oder Einrichtungen zur Erde gesucht hat. Der Schadensanteil durch diese Einschläge bewegte sich zwischen 45 und 50% aller Gebäudeblitzschäden.

An zweiter Stelle folgten die Schäden durch Einschläge in Schornsteine; ihr Anteil wurde von der früheren Sächsischen Brandversicherungskammer mit 25 ··· 30% und von Bergmann als Durchschnitt für sechs Jahre von 1949 bis 1955 mit 29% angegeben.[2]) Weitere Einschläge erfolgten in Dachrinnen, elektrische Anschlußleitungen usw.

Wenn auch schon in den dreißiger Jahren auf die Gefahr der Blitzeinschläge in Rundfunkantennen hingewiesen und ihre Erdung bei Gewittern gefordert wurde, war der Umfang derartiger Einschläge und der dadurch entstehende Schaden an Einrichtungen und am Gebäude sehr gering.[3]) Er betrug z. B. nach Angabe einer Schweizer Statistik als Mittel in den Jahren 1925 bis 1947 nur 0,7% und nach Ermittlung der Sächsischen Brandversicherungskammer in den Jahren 1932 bis 1937 1,2% aller Blitzschäden.

Mit zunehmender Verbreitung der Rundfunk- und vor allem der UKW-Antennen stieg der Anteil in den Jahren 1937 bis 1942 in Sachsen bei Stabantennen auf 1,2% und bei Außenantennen auf 6,5%.

Nach einer Auswertung der Blitzschadensfälle im Bezirk Dresden, die der Arbeitsausschuß „Blitzschutztechnik" der KDT gemeinsam mit der Bezirksdirektion der Deutschen Versicherungsanstalt Dresden in den vergangenen vier Jahren (1958 bis 1961) durchführte, hat sich der Prozentsatz im Jahre 1961 auf etwa 17% erhöht. Dagegen ist bei den Einschlägen in Dachaufbauten ein Absinken von 41% im Jahre 1958 auf 26% im Jahre 1961 zu beobachten. Die gleiche sinkende Tendenz ist bei den Einschlägen in Schornsteine festzustellen, wo der Anteil von 22% im Jahre 1958 auf 13% im Jahre 1961 zurückgegangen ist.

Die auffallend starke Zunahme der Schäden durch Blitzeinschläge in Antennen in den letzten Jahren ist sicherlich mit der zunehmenden Verbreitung der das Dach weit überragenden UKW- und Fernsehantennen in Zusammenhang zu bringen. Der Schadensanteil durch diese Einschläge ist in den Großstädten, wo an Gebäuden oft keine Blitzableiter vorhanden sind und daher der Anschluß an eine gute Erdung schwer auszuführen ist, noch höher. Er überstieg in der Stadt Dresden im Mittel über vier Jahre sogar 20% aller Blitzschäden an Gebäuden.

Wenn man der Ursache dieser überraschend großen Zunahme der Gebäudeschäden durch diese Einschläge nachgeht — eine Aufgabe, die sich der vorgenannte Arbeitsausschuß der KDT in Dresden vor fünf Jahren gestellt hat —, so ergibt sich, daß ein großer Teil der oft recht umfangreichen Gebäudeschäden vermeidbar gewesen wäre, wenn der Montage der Außenantenne und vor allem dem Blitzschutz sowie der ausreichenden Erdung die erforderliche Beachtung geschenkt worden wäre.

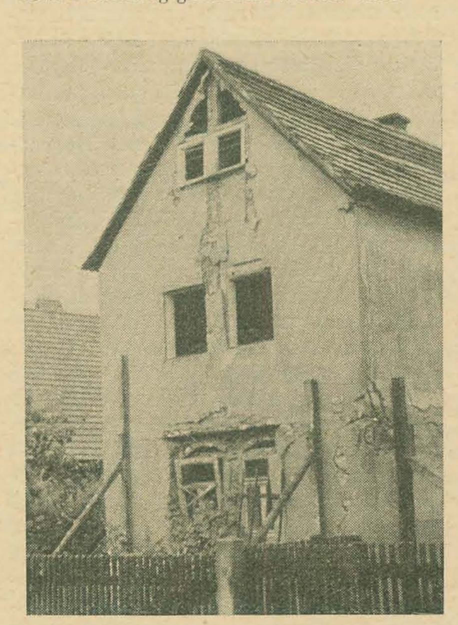


Bild 1: Durch Blitzeinschlag in UKW-Antenne beschädigte Hausfront

Es ist klar, daß Blitzeinschläge in die das Dach weit überragenden metallischen UKW- und Fernsehantennen nicht vermieden werden können. Vermeidbar sind jedoch die Gebäudeschäden, die durch den sogenannten „rückwärtigen Überschlag" vom Antennenständer durch das Dach zu benachbarten metallischen Teilen im Gebäude, wie Heizrohre, Installationsleitungen, Telefondrähte usw., entstehen, und zwar dann, wenn die Antennenanlage und die Schutzmaßnahmen nicht nach den dafür maßgebenden Vorschriften VDE 0855 und die Erdung nicht nach den Richtlinien des ABB (Ausschuß für Blitzableiterbau) ausgeführt werden. In diesen Fällen fehlt für die ungehinderte Abführung der Blitzenergie der direkte Weg über die Erdleitung der Antenne zur Erde.

Daß die genannten Vorschriften bei der Errichtung von Antennen vielfach außer acht gelassen werden, hat sich bei der örtlichen Untersuchung der Schadensursache und des vom Blitz im Gebäude gewählten Weges immer wieder herausgestellt. Es zeigte sich, daß die fehlerhaften Anlagen meist nicht von Fachleuten, sondern von Bastlern oder im Eigenbau mit Unterstützung von Freunden ausgeführt worden sind, wobei vielfach der vorgeschriebene Blitzschutz ganz fehlte oder die notwendige Erdung sowohl im Querschnitt der Ableitung als auch in der Höhe des Erdübergangswiderstandes völlig unzureichend war. Leider gab es auch Anlagen, die angeblich von Fachleuten oder deren Helfern errichtet wurden, bei denen die maßgebenden technischen Vorschriften aber nicht beachtet worden waren. Diese Tatsache geht auch aus einer Veröffentlichung von Ehrentraut über „Antennenanlagen und Blitzschutz"[4]) hervor, worin aufgezeigt und an Abbildungen erläutert wird, welche merkwürdigen Vorstellungen nicht nur Laien, sondern teilweise sogar auch Fachleute vom Blitzschutz haben.

Leider unterliegen die UKW- und Fernsehantennen vor ihrer Inbetriebnahme keiner technischen Abnahmeprüfung durch irgendeine behördliche Stelle. Auch sind die nach-

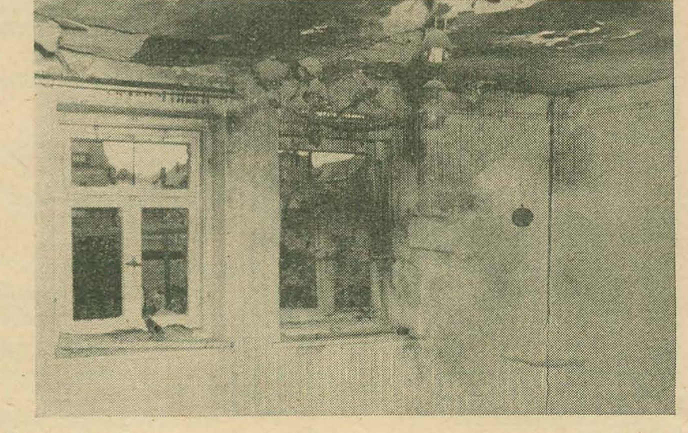


Bild 2: Beschädigungen im Wohnraum der durch den Blitzstrom infolge Vergasung der Lichtleitung ausgelösten Druckwirkung

---

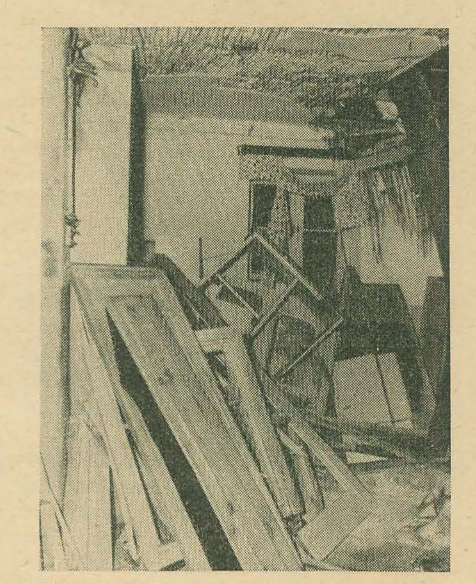
[1]) Auszug aus Vortrag, gehalten vor der Fachsektion Elektrotechnik der KDT Görlitz am 11. 10. 1962.

[2]) Wilhelm Bergmann: Blitzschäden an Gebäuden in Bayern, 3. Internat. Blitzschutzkongreß in Meran 1956.

[3]) Hans Dahl: Die öffentlich-rechtliche Versicherung 1932, S. 251.

[4]) Horst Ehrentraut: Antennenanlagen und Blitzschutz; Der Elektropraktiker 5 (1961) S. 170 bis 172.

teiligen Auswirkungen, die solche fehlerhaften Antennen beim Blitzeinschlag zur Folge haben können, in der Bevölkerung nicht bekannt, da in der Tagespresse kaum etwas darüber berichtet wurde.
Bei den Blitzüberschlägen vom Antennenträger durch das Dach in das Gebäude können, wie Laboratoriumsversuche mit hohen Strömen gezeigt haben, durch Wärme- und Sprengwirkungen sowie durch elektrodynamische und elektromagnetische Kräfte umfangreiche Beschädigungen der elektrischen Installation, der Zähler, der elektrischen Apparate, der Telefonanlage und auch an Gebäudeteilen und Einrichtungen entstehen.[1]) Selbstverständlich ist auch die Gefährdung von Menschen, die sich gerade im Bereich des Blitzweges im Gebäude befinden, nicht ausgeschlossen.
Als Beweis für die in den letzten Jahren immer zahlreicher auftretenden Schäden durch Blitzeinschläge in nicht ordnungsgemäß montierte Antennen seien nachstehend einige Fälle aufgeführt, die von Mitgliedern des genannten Arbeitsausschusses im Bezirk Dresden örtlich untersucht wurden, wobei die Schadensursachen sowie der Weg des Blitzes innerhalb des Gebäudes festgestellt worden sind.
Der Verfasser hat bereits an anderer Stelle einige derartige Schadensfälle und deren Ursachen und Auswirkungen näher beschrieben.[2])
Nachstehend sollen zwei weitere umfangreiche Schäden durch Blitzeinschläge in Antennen geschildert werden, die sich im Sommer 1962 im Bezirk Dresden ereigneten.
In dem in den vergangenen zehn Jahren schon mehrfach von Blitzeinschlägen betroffenen Ort M. im Landkreis Dresden schlug der Blitz am 15. Mai 1962 in die am Giebel eines Bauernhauses von einem Untermieter selbst angebrachte über 3 m hohe UKW-Antenne ein und verursachte an und in dem Gebäude, ohne Blitzableiter, derartig umfangreiche Schäden, daß es unbewohnbar wurde.
Bei der örtlichen Untersuchung dieses Schadensfalles stellte sich heraus, daß der Blitz nach seinem Einschlag in die den Hausgiebel weit überragende Antenne und die an der Giebelfront herunterführende und am Rundfunkgerät im Wohnraum des Erdgeschosses endigende Antennenableitung übergetreten war. Da die Erdung des eisernen Antennenträgers unzureichend war — sie bestand nur aus einem dünnen Draht, der um einen in den Sandboden geschlagenen kurzen Eisenstab gewickelt war —, ist die Blitzüberspannung infolge des zu hohen Erdübergangswiderstandes in die der Antennenableitung im Wohnraum benachbarte Installationsleitung übergeschlagen. Dabei ist infolge des hohen Blitzstromes die längs der Decke des verhältnismäßig kleinen Wohnraumes verlegte Lichtleitung geschmolzen und vergast. Die dadurch ausgelöste Druckwirkung hatte so umfangreiche Zerstörungen an der Decke, den Wänden und Möbeln in dem Raum zur Folge, daß nicht nur die Fenster samt Rahmen aus dem Mauerwerk herausgerissen, sondern auch die Seitenwände um mehrere Zentimeter nach außen gedrückt wurden. Die im Zimmer anwesenden zwei Personen wurden zu Boden geworfen und erlitten Gehörschäden und Hautabschürfungen.
Bild 1 zeigt die Zerstörungen an der Giebelfront des Hauses mit den durch den Vergasungsdruck herausgedrückten Fenstern und den Putzschäden an der Giebelwand längs des ebenfalls zerschmolzenen dünnen Erdungsdrahtes und der Antennenableitung. Die aus Bild 1 ersichtliche Balkenabstützung des beschädigten Hauses war sofort nach dem Blitzeinschlag erforderlich, um das Gebäude vor dem Einsturz zu bewahren.
Aus Bild 2 erkennt man die umfangreichen Zerstörungen an der Lichtleitung, der Decke, den Fenstern und der Wohnungstür, die durch die Druckwelle und die Sogwirkung verursacht wurden. Diese Druckwelle pflanzte sich dann weiter in den angrenzenden Hausflur und über den Treppenaufgang hinauf fort und verursachte auch dort und im Vorsaal des oberen Stockwerkes umfangreiche Beschädigungen an den Wänden, der Installation und den Möbeln (Bild 3). Diese Druckwelle hob ferner, wie aus Bild 4 ersichtlich, unmittelbar über dem Treppenaufgang das Dach beiderseits des Firstes auf einer größeren Fläche ab. Der Umfang der abgedeckten Dachfläche ist auch im Bild 1 zu erkennen.
Im ersten Stockwerk des Hauses und im Bodenraum war die Wirkung der Druckwelle noch so stark, daß der obere Teil der hinteren Giebelwand aus dem Gebäudeverband herausgedrückt und heruntergeworfen wurde (s. Bild 5). Infolge dieser umfangreichen Beschädigungen ist das Gebäude nicht mehr benutzbar und muß abgetragen werden.
Da der Blitzeinschlag in diesem Falle nicht zum Brand des Gebäudes führte, konnte der Verlauf des Blitzes, der auch im Obergeschoß den Zähler und die gesamte Installationsanlage zerstört hatte, einwandfrei verfolgt und die Ursache des umfangreichen Schadens restlos aufgeklärt werden.
In Fällen, wo bei Blitzeinschlägen in Gebäude auch elektrische Anlagenteile oder Geräte in Mitleidenschaft gezogen werden, sind die Geschädigten oft der Meinung, daß der Einschlag in die Anschlußleitung oder das Ortsnetz erfolgt sei. Bei näherer Untersuchung derartiger Schadensfälle und Feststellung der oft nicht leicht zu findenden Blitzspuren stellte sich dann meist einwandfrei heraus, daß der Blitz in das Gebäude selbst oder seine Aufbauten, zu denen die das Dach überragende Antenne gehört, eingeschlagen hat. Antennen mit unzureichendem Blitzschutz und ungenügender Erdung wirken ebenso ungünstig wie ein nicht in Ordnung befindlicher Hausblitzableiter. Von beiden tritt der Blitz bei seinem Einschlag in das Gebäudeinnere über und sucht sich seinen Weg zur Erde im Gebäude über metallische Leiter, wie Installationsrohre, elektrische oder Telefonleitungen usw., und richtet dabei die geschilderten Beschädigungen an. So war auch in vorliegendem Schadensfalle durch die abgeschmorte Antennenableitung und den viel zu dünnen und deshalb zerschmolzenen Erdungsdraht durch die örtliche Untersuchung der einwandfreie Nachweis des Blitzweges möglich.
Der umfangreiche Schaden wäre vermeidbar gewesen, wenn bei der Errichtung der hohen UKW-Antenne die VDE-Vorschrift 0855 und die Richtlinien des ABB (Ausschuß für Blitzableiterbau) beachtet worden wären.


Bild 3: Durch Druckwirkung ausgelöste weitere Beschädigungen im Obergeschoß an Einrichtungen und Möbeln

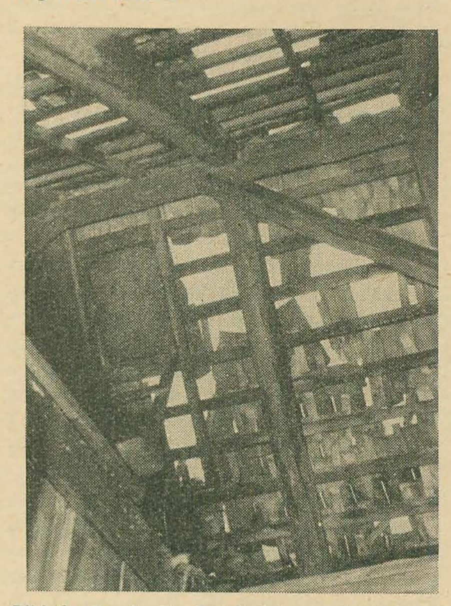

Bild 4: Durch die Druckwirkung abgehobenes Dach über dem Treppenaufgang


Bild 5: Herausgedrückte und durch die Druckwelle umgeworfene hintere Giebelwand

[1]) G. Frühauf: Modellmessungen mit Blitzströmen; ETZ A Bd. 2 24. 4. 1961.

[2]) G. Lehmann: Gebäudeschäden durch Blitzeinschläge in UKW- und Fernsehantennen; Der Elektropraktiker 8 (1962) S. 257 bis 259.

Die Tatsache, daß aber auch von Fachleuten oder von Helfern, die sich als solche bezeichnen, der vorgeschriebene Blitzschutz und die erforderliche Erdung zuweilen unsachgemäß und ohne Einhaltung der erwähnten Vorschriften ausgeführt werden, zeigt ein weiterer Schadensfall, der sich im August 1962 in der Südvorstadt von Dresden bei einem Gewitter ereignet hat. Dort hatte der Blitz in die auf dem Dach des viergeschossigen Wohnhauses aufgebaute Fernsehantenne eingeschlagen, was bei näherer örtlicher Untersuchung an dem verbogenen und an der Befestigungsstelle des Elemententrägers durchgeschmolzenen Reflektor einwandfrei nachzuweisen war. Das Gebäude selbst besaß keinen Gebäudeblitzableiter.

Die durch den Blitz verursachte Überspannung ist dann nach den vorgefundenen Schmelzspuren und Lichtbogenfußpunkten zu dem benachbarten Dichtungsblech eines metallischen Dunstrohres auf dem Dach übergetreten, dessen aufgelötete Kappe dabei heruntergerissen und weggeschleudert wurde. Vom Ende des Dunstrohres, das im Bodenraum in ein Gußrohr übergeht, war ein Stück von 0,60 m Länge herausgeschlagen worden.

Der weitere Blitzweg führte dann im Fußboden längs eines darunterliegenden Eisenträgers in die Wohnungen der einzelnen Geschosse, wo die Blitzenergie an Abflußrohren, Installationseinrichtungen, Badewannen, Telefonleitungen usw. mehr oder minder große Beschädigungen anrichtete.

Ein Teilstrom des Blitzes muß nach den vorgefundenen Merkmalen auch über die unzureichende Erdleitung (4 mm^2 Kupfer) übergetreten sein, die vom Träger der Antenne zu einer in der Nähe befindlichen Dachrinne führte und dort angelötet war. Eine direkte metallische Verbindung zu einem besonderen und einwandfreien Erder war nicht vorhanden.

Da an der erwähnten Dachrinne im dritten Stock auch eine Radioerde (0,75 mm^2 Kupfer) eines Mieters angeschlossen war, ist der Blitzstrom aus der vorerwähnten Erdleitung der Fernsehantenne über die Dachrinne in das Gebäude übergetreten und hat in der Wohnung dieses Mieters die Erdleitung zerstört und hatte Brandschäden am Fußboden und Putzschäden am Rohrdeckengewebe und entlang der unter Putz verlegten Stegleitung zur Folge.

Im weiteren Verlauf seines Weges gelangte der Blitz auch in den Keller des Hauses, wo noch ein Überschlag von einem in den Keller geführten Balkonabflußrohr nach dem Rohr der Hauswasserzuleitung festzustellen war, der ein Loch von 2 cm ∅ herausgeschlagen hatte und im Keller eine Überschwemmung verursachte.

Wenn auch die Auswirkung des Blitzeinschlages in die Fernsehantenne in diesem Falle nicht die Ausmaße des zuerst geschilderten Schadens erreichte, so war die Beunruhigung der betroffenen zahlreichen Mieter des großen Doppelblockwohnhauses durch den in der Nacht erfolgten Blitzeinschlag doch sehr erheblich. Daher ist es verständlich, daß allseitig ein einwandfreier Blitzschutz der Antenne und eine Blitzschutzanlage für das Haus gefordert wird. Die erwähnten Schäden in den Wohnungen, die sich auf etwa 2500,— DM belaufen, wären nicht entstanden, wenn das Gebäude mit einer Blitzschutzanlage mit einer einwandfreien Erdverbindung versehen gewesen wäre. An diese hätten dann auch die Erden der Antennen und der Rundfunkgeräte angeschlossen werden können, die in diesem Fall fälschlicherweise an die Dachrinne befestigt worden waren. Auch hier war die Nichtbeachtung der für den Bau von Antennenanlagen maßgebenden Vorschriften die Ursache der Schäden. Ferner war dem Erbauer der Antenne nicht bekannt, daß Dachrinnen nicht als Erdung im Sinne der ABB gelten, sondern daß sie bei vorhandener Blitzschutzanlage in diese einzubeziehen sind.

Nachdem in der letzten Zeit die Verwendung von Antennen, die auf den Hausböden unter Dach aufgehängt werden, erheblich zugenommen hat, wird die Frage interessieren, ob diese meist vom Antennenbesitzer selbst montierten Antennen blitzsicher sind. Nach den Vorschriften VDE 0855 benötigen diese Antennen bisher keinen besonderen Blitzschutz. Bei der Untersuchung von Blitzschadensfällen durch den vorgenannten Arbeitsausschuß wurden in den vergangenen zwei Jahren jedoch bereits Fälle bekannt, wo der Blitz durch die Dachhaut in die auf dem Boden aufgehängten Innenantennen übergeschlagen und von dort in die in der Nähe befindliche elektrische Installationsanlage oder andere metallische Leiter übergesprungen ist und Schäden in den Wohnungen, sowohl an der Installation als auch an Decken und Wänden, angerichtet hat.

Die Untersuchung derartiger Schadensfälle hat gezeigt, daß Innenantennen dann gefährdet sind und beim Blitzeinschlag in das Gebäude betroffen werden, wenn sie auf dem Dachboden zu nahe an der Dachhaut oder in unmittelbarer Nähe der über das Dach führenden Ableitung einer vorhandenen Blitzableiteranlage aufgehängt wurden. Sie wirken für den Blitz bei dieser Aufhängung wie jede andere Annäherung, die jedoch nach den Technischen Grundsätzen des Blitzschutzes unzulässig ist. In der bereits erwähnten Veröffentlichung des Verfassers im „Elektropraktiker“ 8 (1962) sind Schadensfälle, die durch Blitzeinschläge in Innenantennen eingetreten sind, näher beschrieben.

Nachdem auch in diesem Jahre weitere derartige Blitzschäden an Gebäuden eingetreten sind, die einer späteren Veröffentlichung vorbehalten bleiben, ist es ratsam, in den VDE-Vorschriften 0855 auf die Gefahren der Blitzeinwirkung auf Innenantennen und die Notwendigkeit eines ausreichenden Abstandes dieser Antennen von der Dachfläche und die besondere Beachtung der Vorschriften über Näherungen besonders hinzuweisen.

Die Aufnahmen wurden freundlicherweise von der Film/Bildstelle der TU Dresden zur Verfügung gestellt.

Schaltungsneuheiten in TV-Empfängern

Die Fernsehempfangstechnik hat heute schon einen solchen Stand erreicht, daß kaum noch sprunghafte Änderungen zu erwarten sind, abgesehen von einer evtl. Umstellung der „Arbeitsweise“. Aus diesem Grunde wird bei Neuentwicklungen hauptsächlich auf Bedienungsvereinfachung und auf automatische Schaltung, die eine erhöhte Stabilität des Bildes bringen sollen, Wert gelegt. Im folgenden zeigen wir das Prinzip einiger Schaltungen, die die erwähnten Punkte erfüllen.

Helligkeits- und Kontrastautomatik

Bei älteren Geräten war es für den Fernsehbesitzer sehr umständlich, den Kompromiß zwischen Helligkeit und Kontrast zu finden, da er beide Regler zu bedienen hatte. In modernen Geräten fand man danach Schaltungen, die schon eine Erleichterung brachten, die nämlich bei Kontrastnachstellung von Hand den Helligkeitswert für Schwarz konstant hielten, so daß der Weißwert und die abgestuften Grauwerte variierten. Bild 1 zeigt diesen Vorgang. Aus diesem Bild erkennt man, daß bei einem sehr schwach eingestellten Kontrast die Abstufungen zwischen Schwarz und dunklem Grau liegen. Erhöht man die Helligkeit, dann erscheint ein helleres Bild, wobei Schwarz zum dunklen Grau und dunkles Grau in ein helleres Grau übergehen. Zweckmäßig wäre also, diese Helligkeitsnachsteuerung automatisch vorzunehmen.

Bei der neuen Helligkeits- und Kontrastautomatik, die Telefunken herausbrachte, wird aus den genannten Gründen nicht der Schwarzwert, sondern ein Grauwert festgehalten. Dadurch wird das Fernsehbild ziemlich übereinstimmend mit den Helligkeitswerten des Senders wiedergegeben. Untersuchungen an bewegten Bildern, bei denen sich auch Kontrast und Helligkeit änderten, haben ergeben, daß der günstigste Bezugspunkt bei etwa 50% des Synchronpegels liegt. Die sich damit ergebenden Einstellvorgänge zeigt Bild 2.

Die Schaltung der Helligkeits- und Kontrastautomatik ist aus Bild 3 zu erkennen. Der Grundgedanke dieser Schaltung ist, daß eine Änderung des Kontrastreglers einen Einfluß, jedoch einen entgegengesetzten, auf die Helligkeitseinstellung ausübt. Mit anderen Worten: Wird der Kontrast abgeschwächt, dann soll sich dadurch am Abgriff des Helligkeitsreglers eine höhere positive Spannung einstellen. Dies wird in der Schaltung nach Bild 3 mit den zwei verschiedenen Spannungsquellen erreicht. An einem Endpunkt des Helligkeitsreglers liegt eine positive und am Endpunkt von R_3 eine negative Spannung. In der Widerstandskette $R_1 \cdots R_3$ gibt es demnach einen Punkt, der gegen Masse kein Potential, also das Potential Null besitzt. Die Schaltung ist nun so dimensioniert, daß am Punkt B Nullpotential bei voll aufgedrehtem Kontrastregler vorhanden ist, wenn also Punkt A in

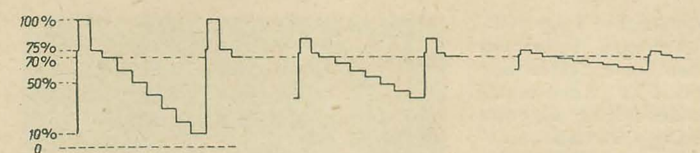


Bild 1: Verschiedene Kontrasteinstellungen bei einer Helligkeitsnachsteuerung, mit der der Spannungswert für Schwarz festgehalten wird

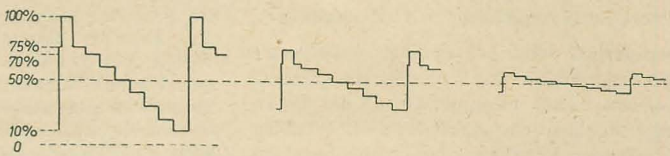


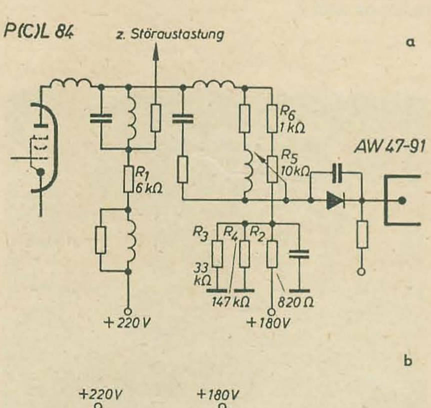
Bild 2: Verschiedene Kontrasteinstellungen bei einer Helligkeitsnachsteuerung, mit der der Spannungswert 50 % des Synchronsignals festgehalten wird

Punkt B übergeht. Wird der Kontrastregler zurückgeregelt, dann ergibt sich eine Spannungsverschiebung in der Widerstandskette, so daß sich am Punkt B eine negative Spannung einstellt, womit der Kontrast vermindert wird. Gleichzeitig stellt sich jedoch am Punkt A eine positive Spannung ein und am

Bild 3: Prinzipschaltung der Kontrastautomatik

Abgriff des Helligkeitsreglers eine positivere als bei voll aufgedrehtem Kontrastregler. Das Gitter der Bildröhre wird positiver und der Helligkeitswert nachgesteuert.

Bei der Kontrastregelung von Blaupunkt ging man von anderen Gesichtspunkten aus. Mit dieser Schaltung, die Bild 4a zeigt, will man erreichen, daß sich eine Änderung des Kontrastreglers nicht auf den Videodemodulatorkreis auswirkt. Man erhält damit eine von der Kontrasteinstellung unabhängige Videokurve und einen konstanten Schwarzpegel. Mit dieser Maßnahme ist es möglich, dem Amplitudensieb und den Ton-ZF-Stufen nahezu konstante Eingangsspannungen zuzuführen. Beide Stufen lassen sich damit zweckmäßiger dimensionieren. Hierauf wird später noch eingegangen.



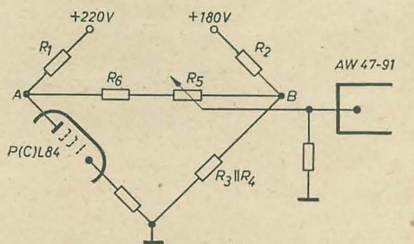


Bild 4: a) Kontrastregelung am Ausgang der Videoendröhre; b) Ersatzschaltbild der Kontrastregelung

Die Schaltung nach Bild 4a arbeitet im Prinzip nach einer Brückenschaltung, die im Bild 4b vereinfacht wiedergegeben ist. Bei schwarzem Bild steht an der Anode der Videoendröhre eine Spannung von 170 V (Punkt A). Der andere Brückenpunkt B besitzt ebenfalls eine Spannung von 170 V. Der Brückenzweig AB ist damit spannungslos, so daß eine Änderung des Kontrastreglers keinen Einfluß auf die Endröhre hat. Die Differenzspannung zwischen Gitter und Katode der Bildröhre bleibt in bezug auf die Einstellung des Kontrastreglers konstant. Da der Schwarzpegel des Videosignals durch die automatische Verstärkungsregelung festgehalten wird, ist eine unverzerrte Wiedergabe des Schwarzwertes gewährleistet.

Wie schon erwähnt, läßt sich durch diese Maßnahme, bei der also das Videosignal (bezogen auf den Schwarzwert) konstant bleibt, das Amplitudensieb zweckmäßiger dimensionieren. Dieses besteht in den entsprechenden Empfängerschaltungen aus dem Heptodenteil der ECH 84. Diese Röhre bewirkt also gleichzeitig eine Störaustastung. Das erste Gitter des Heptodensystems ist zu diesem Zweck stark positiv vorgespannt, so daß das an diesem Gitter anliegende und von der Videodiode abgegriffene negative Videosignal wirkungslos bleibt. Das vom Anodenkreis abgegriffene positive Videosignal kann daher unbeeinflußt über Gitter 3 ausgewertet werden. Treten jedoch Störspitzen auf, so wird Gitter 1 in den negativen Bereich gesteuert und die Röhre gesperrt, die Störimpulse werden also ausgetastet. Da im Gerät der Schwarzpegel konstant gehalten wird, kann die Störaustaststufe so ausgelegt werden, daß die Störimpulse gegenüber anderen Schaltungen unmittelbar am Impulsdach abgeschnitten werden, womit sich die Störsicherheit erhöht.

Automatische Bildfrequenznachregelung

Die automatische Bildfrequenzregelung ist eine weitere zur Stabilität des Bildes beitragende Automatik. Die hier beschriebene Schaltung wird von Loewe-Opta im Zusammenhang mit einem Multivibrator angewandt, der mit einer PCL 95 arbeitet. Zum Nachregeln dient das zweite System einer ECC 81, das erste System wird zur Impulsverstärkung benutzt. Die Nachregelautomatik zeigt Bild 5. An den Kondensator C_1 gelangen Synchronimpulse vom Impulsverstärker, während an der Anode die Bildrücklaufimpulse anliegen. Das Prinzip der Arbeitsweise ist ähnlich dem der getasteten Regelung (Taströhre). Die Impulse vom Gitter werden zeitlich mit denen von der Anode verglichen. Daraus ergibt sich ein mittlerer Röhrengleichstrom, von dem auch die Katodenspannung abhängt, die wiederum den Multivibrator

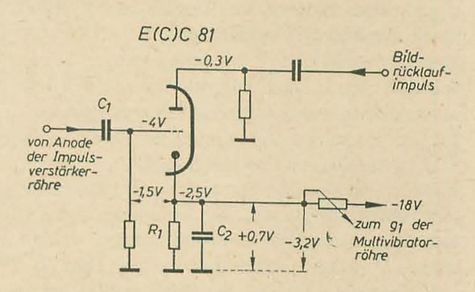


Bild 5: Prinzipschaltung der automatischen Bildfrequenznachregelung

beeinflußt. Im Gegensatz zur Taströhre wird hierbei jedoch die Röhre nicht bei Eintreffen des Synchronimpulses geöffnet, sondern gesperrt. Der Anodenstrom erzeugt im synchronisierten Zustand am Katodenwiderstand eine positive Spannung von 0,7 V. Gleichzeitig liegt jedoch noch eine negative Spannung von —3,2 V am Katodenwiderstand, da dieser ein Teil des Gitterableitwiderstandes des ersten Systems vom Multivibrator ist. Die Differenzspannung beträgt demnach —2,5 V. Der Multivibrator wird in diesem Zustand von den Synchronimpulsen zum Kippen angeregt, da dieser bekanntlich unterhalb der Sollfrequenz schwingt. Erhöht sich jedoch die Multivibratorfrequenz, dann treffen die Synchronimpulse erst dann ein, wenn der Kippvorgang bereits vorbei ist. Bei diesem Zustand treffen auch Synchron- und Bildrücklaufimpuls zu verschiedenen Zeiten an Gitter und Anode der Nachregelröhre ein, die dadurch nicht mehr gesperrt wird, so daß sich der mittlere Anodenstrom und damit die Katodenspannung erhöht. Die negative Vorspannung des Multivibrators wird also niedriger. Dies hat zur Folge, daß sich die Amplitude des Multivibratorimpulses erhöht und durch Rückwirkung der Gitterkondensator des ersten Multivibratorsystems höher aufgeladen wird. Die Multivibratorfrequenz wird hierdurch stark herabgesetzt, so daß der Kippvorgang wieder durch den Synchronimpuls ausgelöst werden kann. Die Nachregelschaltung braucht nur eine einseitige Regelung vorzunehmen, da bei Abweichung der Multivibratorfrequenz zu den unteren Werten hin der Kippvorgang durch die Synchronimpulse ausgelöst werden kann. Mit dieser Schaltung soll die Möglichkeit bestehen, innerhalb eines Bereichs von 44 bis 56 Hz für eine Stabilität des Bildes zu sorgen. Dieser Regelbereich ist für die in der Praxis vorkommenden Frequenzabweichungen vollkommen ausreichend.

Rauschunterdrückung mit Diodenfilter

Bekanntlich setzt bei schwach einfallenden Sendern verstärkt das Rauschen ein. Dagegen läßt sich nichts unternehmen, da die Grenzempfindlichkeit des Gerätes und der Wert der einfallenden Empfangsenergie den Rauschanteil bestimmen. Im TV-Empfänger FE 252 von Telefunken findet man eine Schaltung, mit der man subjektiv das Bild verbessern kann. Untersuchungen über die Abhängigkeit der Rauschspannung von der Frequenz zeigten nämlich, daß die größte Rauschspannung im Bereich um 3 MHz auftritt.

Das von Telefunken angewandte Diodenfilter ist eine Reihenresonanz mit der Resonanzfrequenz von 3 MHz und zwischen Videodiode und Videoendröhre angeordnet. Das Videosignal wird dadurch im Bereich um 3 MHz stark geschwächt, womit auch die in diesem Bereich vorhandene Rauschspannung abgeschwächt wird. Nachteilig hierbei ist, daß bei einwandfreiem Empfang das Filter eingeschaltet ist und so das Videosignal im Bereich um 3 MHz unnötigerweise abschwächt.

Zu dem Diodenfilter ist also noch zusätzlich eine automatisch von der Empfangsenergie abhängig wirkende Abschaltschaltung erforderlich. Für diese feldstärkeabhängige Rauschunterdrückung ist eine Diode eingesetzt worden, die praktisch als kontaktloser Schalter arbeitet. Diese Diode liegt gleichstrommäßig zwischen der gleitenden Schirmgitterspannung der ersten ZF-Röhre und einer positiven Spannung. Die positive Spannung an der Anode der Diode ist so groß, daß die Diode bei geringen Eingangsspannungen geöffnet ist. An der Anode liegt gleichfalls der Fußpunkt des Reihenkreises, während an der Katode der Diode eine Kapazität gegen Masse liegt (Schirmgittersiebkondensator). Bei geringen Eingangsspannungen liegt der Fußpunkt des Saugkreises also wechselstrommäßig gegen Masse, womit der Saugkreis eingeschaltet ist.

Bei zunehmender Eingangsspannung steigt durch die automatische Verstärkungsregelung die Schirmgitterspannung der ersten ZF-Röhre an, wodurch die Diode sperrt und den Saugkreis abschaltet. Der Saugkreis kann auch durch Hand abgeschaltet werden. Hierzu dient ein Schalter, über den die positive Spannung für die Anode der Diode geführt ist.

O. Orlik

Referate

Dipl.-Ing. Helmut Weihrauch

Standortbestimmung von Sendern für UKW- und Mikrowellenfunkverbindungen mit Hilfe eines Geländemodells

Wissenschaftliche Zeitschrift der Hochschule für Elektrotechnik Ilmenau 1 (1962) und Nachrichtentechnik 2 (1963) und 3 (1963)

Es wird ein Verfahren und dessen Grundlage zur Bestimmung von günstigsten Senderstandorten im UKW- bis Mikrowellengebiet beschrieben. Die Methode besteht darin, auf einer maßstabsgerechten Reliefnachbildung der Erdoberfläche am Ort der geplanten Sendeantenne eine kleine Glühlampe anzubringen und das so entstehende Bild von Licht und Schatten zu fotografieren.

Bei praktischen Messungen wurde festgestellt, daß zwischen den beleuchteten Teilen des Reliefs und den Gebieten hoher Feldstärken gute Übereinstimmung besteht. In den Schattengebieten des Reliefbildes zeigten die praktischen Messungen allerdings oft noch erhebliche Feldstärken, die hauptsächlich durch Beugungseffekte hervorgerufen wurden.

In dem Beitrag wird das Verfahren unter Berücksichtigung der hauptsächlichsten Beugungserscheinungen, die besonders im UKW-Gebiet eine beachtliche Rolle spielen, betrachtet.

Bei der praktischen Benutzung elektromagnetischer Wellen zu Zwecken der Informationsübertragung kann man sich im allgemeinen Fall nicht auf die Freiraumausbreitung beschränken. Es treten eine Reihe von Randbedingungen auf, die die Übereinstimmung in der Ausbreitung von Radiowellen mit der von Lichtstrahlen in starkem Maße gefährden.

Dazu gehört außer der Reflexion insbesondere die Frequenzabhängigkeit von Brechung, Beugung und Absorption.

Wie die Erfahrungen zeigen, spielen für die beständigen Feldstärken außerhalb der direkten optischen Sicht vor allem die Brechung infolge der Luftschichtung und die Beugung entweder an der Erdwölbung oder an scharfen Bergrücken eine für die Praxis zu beachtende Rolle.

Die mittlere Brechung infolge Luftschichtung wird durch eine Vergrößerung des Erdradius auf 4/3 berücksichtigt.

Zur modellmäßigen Behandlung der Beugungseffekte mittels der Lichtausbreitung lag es nahe, zur Beleuchtung der Reliefgebiete, die zwar der direkten optischen Sicht vom Sender aus entzogen sind, in denen aber noch beachtliche Beugungsfeldstärken herrschen, eine zweite, schwächere Lichtquelle hoch über dem Senderstandort anzubringen.

Dabei tritt die Frage auf, welche Intensität die Lichtquelle in einer gewissen Höhe besitzen muß, damit die Beleuchtungsstärke auf der Reliefoberfläche annähernd der Feldstärke im Gelände entspricht.

Hierzu wurden die mathematischen Formulierungen der hauptsächlichen Beugungseffekte betrachtet und den Beziehungen für die Beleuchtungsstärke auf dem Relief gegenübergestellt.

Als Hauptprobleme für die praktische Arbeit am Modell traten u. a. die meßtechnische Auswertung der Beleuchtungsstärke auf der Modelloberfläche und die Realisierung der Lichtverteilungsfunktion am Senderstandort auf. Beide Probleme werden in dem Beitrag ausführlich behandelt.

Ein Vergleich der verschiedenen Verfahren zeigt, daß man bei der Methode, die Ausbreitungsverhältnisse über die bekannten Beziehungen und die Erfahrungswerte voraus zu berechnen, oft auf die Schwierigkeit stößt, daß zuviel Werte der Oberflächenstruktur des Ausbreitungsgebietes aus Karten ermittelt und verarbeitet werden müssen. Das ist mit einem beträchtlichen Aufwand verbunden.

Die praktischen Messungen sind von einer Reihe Zufälligkeiten in der Feinstruktur des Geländes und den meteorologischen Ausbreitungsbedingungen abhängig.

Sie liefern zuverlässige Ergebnisse, wenn man an vielen Orten über längere Zeit die Feldstärke registriert. Aber auch diese Methode ist sehr aufwendig, so daß man die praktischen Messungen meist nur zur Ergänzung der anderen Methoden anwendet.

Die Modellmethode zeigt eine weitgehende Übereinstimmung der Resultate mit den erwähnten Verfahren (Bild 3).

Das sozusagen klassische Anwendungsgebiet der Modellversuche ist die Ermittlung günstigster Senderstandorte und optimaler Antennenhöhen für die UKW-Versorgung bestimmter Gebiete.

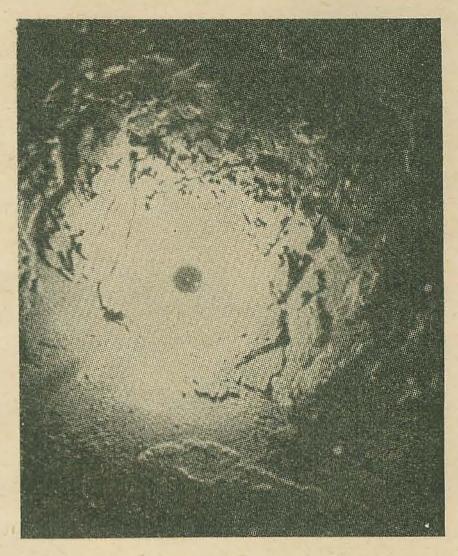


Bild 1: Reliefbild für den Fernsehsender Helpterberg

Eine auf neuere Aufgaben gerichtete Anwendung besteht in der modellmäßigen Ermittlung von Standorten für Fernsehumsetzer, aktive und passive Relaisstellen.

Aber auch für die Planung in der Richtfunktechnik kann die Modellmethode unschätzbare Dienste leisten.

Durch die Möglichkeit, die Richtcharakteristik einer Antenne auch bei der Lichtquelle nachzubilden, lassen sich vor allem die unerwünschten Störverbindungen zwischen Betriebsstellen gleicher Frequenz rasch übersehen und ihrer Wirkung nach rationell abschätzen.

Bei der Wahl des Standortes für Relaisstellen führt die Modellmethode zu einer einschneidenden Vereinfachung, wenn man von allen Teilnehmern je eine Ausleuchtaufnahme anfertigt.

Legt man die Aufnahme mehrerer nebeneinanderliegender Teilnehmer übereinander, erhält man die Geländepunkte am stärksten geschwärzt, von denen die meisten Teilnehmer durch eine Richtverbindung einwandfrei erreichbar sind.

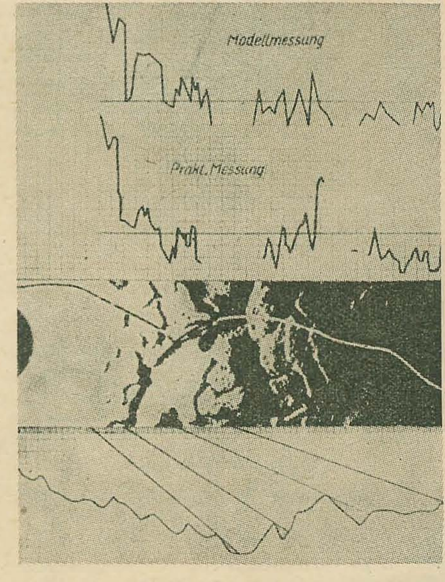


Bild 2: Vergleich praktischer Messungen mit den Ergebnissen der Modellmethode

Fachbücher

K. Götte

Elektronische Bauelemente in der Automatisierungstechnik

REIHE AUTOMATISIERUNGSTECHNIK

Band 7

Herausgegeben von B. Wagner und G. Schwarze

VEB Verlag Technik, Berlin

69 Seiten, 43 Bilder, broschiert 4,80 DM

Band 7 der REIHE AUTOMATISIERUNGSTECHNIK behandelt ein allgemeines, aber sehr wichtiges Gebiet der Technik und teilt sich in die beiden Hauptgruppen „Passive Bauelemente" und „Aktive Bauelemente" auf.

Die erste Hauptgruppe umfaßt hierbei die Abschnitte Dioden und Gleichrichter, thermoelektrische Bauelemente, Bauelemente zur Spannungsstabilisierung und den Abschnitt über fotoelektronische Bauelemente.

Die zweite Hauptgruppe umfaßt die Abschnitte Vakuumelektronenröhren, gasgefüllte Röhren, Transistoren sowie steuerbare Halbleitergleichrichter.

Die Bauelemente sind, entsprechend dem geringen Umfang der Broschüre, knapp aber ausreichend beschrieben. Von jedem Bauelement wird das Wesentlichste über Aufbau, Prinzip und Anwendung gesagt. Da die hier beschriebenen elektronischen Bauelemente nicht nur in der Automatisierungstechnik eingesetzt werden, sondern in der gesamten Schwachstromtechnik Verwendung finden, ist diese Broschüre auch allen Nachrichtentechnikern und Ingenieuren ähnlicher Fachrichtungen zu empfehlen. *Jancke*

NEUERSCHEINUNGEN

Klaus Streng

UHF-Fernsehempfang

200 Seiten, 155 Bilder, 14 Tafeln, Kunstleder 15,— DM

Immer mehr an Bedeutung für den Fernsehempfang vor allem in Europa gewinnt das Band IV/V im Dezimeterwellenbereich. Dieses Band umfaßt etwa 40 Fernsehkanäle und bedeutet den Ausweg aus der Frequenzknappheit.

Das Band IV/V bedingt jedoch eine neue Gerätetechnik. Das Buch vermittelt die Grundlagen dieser neuen Technik. Bewährte Schaltungen mit technischen Daten werden behandelt, verschiedene Verfahrungslösungen miteinander verglichen. Mathematische Ableitungen sind nur dort zu finden, wo sie zur Beweisführung o. ä. notwendig sind.

Bernhard Pabst

Bauelemente der Rundfunktechnik

3., erweiterte Auflage

228 Seiten, 311 Bilder, 82 Tafeln, Halbleinen 12,— DM

Ein Überblick über die Bauelemente eines Rundfunkempfängers. In der Reihenfolge: Aufbau, Wirkungsweise, Anwendung, Fehler, Prüfung und Fehlerbehebung werden neben theoretischen Kenntnissen auch solche der Praxis vermittelt. Die Anwendung der Bauelemente wird am Beispiel einer 6-Kreis-Superschaltung gezeigt. Neben einer Einführung in das umfangreiche Gebiet der Empfangsröhren werden auch die Halbleiterbauelemente mit den wichtigsten Grundschaltungen behandelt. Erweitert wurden besonders die Kapitel Kondensatoren und Widerstände.

An alle Bastler! Wir sind in der Lage, Ihre Wünsche an Rundfunk-Bauteilen weitestgehend zu erfüllen. Unser Angebot haben wir ab sofort um **Fernsehbauteile** erweitert. Wir bieten günstige Einkaufsmöglichkeiten durch den **Versand in alle Orte der DDR** KONSUM-Spezial-Verkaufsstelle 386, **Wermsdorf b. Oschatz** Klara-Zetkin-Straße 30

Keine Kontaktschwierigkeiten mehr durch die Verwendung von

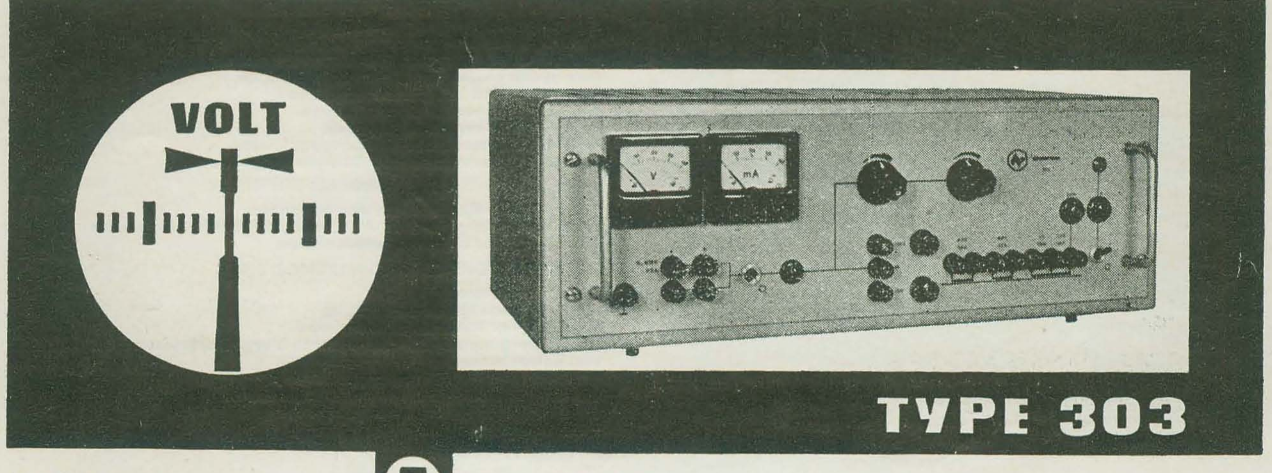
Spezial-Wellenschalteröl »d«

Rundfunk-Spezialist Friedrich Granowski, Rudolstadt 2/Thür.



das ideale Kontaktprüfgerät
Lieferung über den Fachhandel
PGH „ENERGIE", Torgau

Auch Kleinanzeigen finden stärkste Beachtung!



AUTOMATION (A)
LABOR (L)
STUDIENBETRIEB (S)
HOCHSPANNUNGSTECHNIK (H)
CHEMIE (C)
KERNTECHNIK (K)

Gleichspannungsquellen

elektronisch stabilisiert	Typ 301	Typ 303
Ausgangsspannungsbereich	0—300 V	0—300 V
Maxim. Ausgangsstrom	100 mA	300 mA
Ausgangsspannungsänderung bei ± 10% Netzspannungsänderung + Laständerungen von 0-Vollast	0,05%	0,05%
Störspannung	$\leq$ 4 mV_{eff}	$\leq$ 4 mV_{eff}



statron

PRODUKTIONSGENOSSENSCHAFT DES HANDWERKS FÜRSTENWALDE / SPREE, EHRENFRIED-JOPP-STR. 59

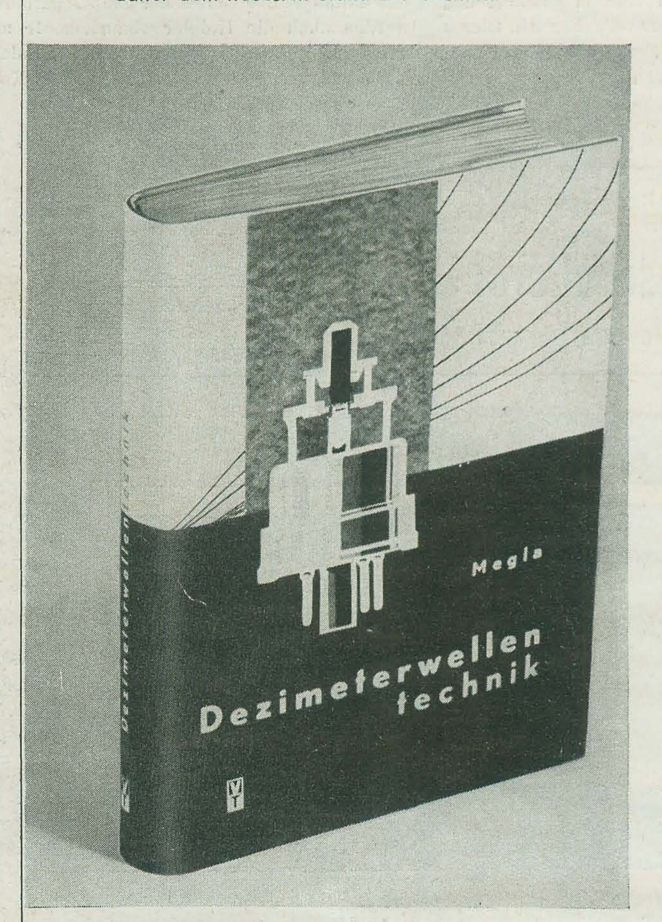
Das Standardwerk der Höchstfrequenztechnik

Dezimeterwellentechnik

5., neubearbeitete und erweiterte Auflage

von Prof. Dr.-Ing. G. Megla, unter Mitarbeit von Ing. Ch. Boden, Dipl.-Ing. G. Fritzsche und Dipl.-Ing. M. Kummer
16,7 × 24,0 cm, 833 Seiten, 630 Abbildungen, 32 Tafeln, Kunstleder 64,— DM

Die Erschließung des Höchstfrequenzbereiches für die Nachrichtenübertragung und andere technische Anwendungsgebiete weist in den letzten Jahren außerordentliche Fortschritte auf. Der Dezimeterwellentechnik kommt dabei gleichsam die Rolle eines Bindegliedes zwischen der üblichen Hochfrequenztechnik und der eigentlichen Mikrowellentechnik zu, in der an die Stelle der bekannten Begriffe „Strom" und „Spannung" die „Felder" und „Wellen" treten und die elektrische Funktion immer enger mit der mechanischen Konstruktion verschmilzt.
Das große Interesse, das heute diesen Dingen entgegengebracht wird, kommt auch darin zum Ausdruck, daß von dem vorliegenden Werk innerhalb von drei Jahren vier Auflagen herausgebracht werden mußten. Inzwischen wurde es auch ins Russische, Tschechische und Chinesische übersetzt.
Weil es durch die rasche Ausweitung des Gebietes für den Studenten wie selbst auch für den an speziellen Problemen arbeitenden Techniker immer schwieriger wurde, das Gesamtgebiet und seine Entwicklungsrichtungen zu überblicken, mußte diese fünfte Auflage sehr gründlich überarbeitet, ja, einzelne Abschnitte über Röhren, Hohlleiter, Verstärker sowie Antennen und Energieleitungen völlig neu verfaßt werden. Das Werk entspricht daher dem neuesten Stand der Technik.



Auszug aus dem Inhalt (nur Hauptkapitel)

EINLEITUNG
Die Besonderheiten der Dezimeterwellentechnik im Vergleich zur allgemeinen Hochfrequenztechnik
ELEKTRONISCHE BAUELEMENTE
Röhren und Detektoren
GRUNDLAGEN DER DEZIMETERWELLENLEITUNGEN
Grundlage der Theorie verlustloser Doppelleitungen
Ströme, Spannungen und Widerstände auf einer verlustlosen Leitung
Die Leitungsdiagramme und ihre Anwendung auf Transformation längs verlustloser Leitungen
Die Leitung als Resonator
Kreiseigenschaften belasteter und unbelasteter Leitungskreise
Hohlleiter
SCHALTUNGEN UND TECHNISCHE GESTALTUNG
Verkoppelte Leitungskreise
Dezimeterwellengeneratoren nach dem Rückkopplungsprinzip mit Trioden
Modulationsschaltungen
Frequenzstabilität und Frequenzverwerfung
Dezimeterwellenverstärker mit Trioden
Reaktanz- und Molekularverstärker
Abstimmung von Leitungskreisen
Verblockung und Abschirmung
Abstimmungsschieber für Leitungskreise
Abschlußwiderstände und Dämpfungsglieder
ANTENNEN UND ENERGIELEITUNGEN
Theoretische Grundlagen der Antennen
Ausführungsformen von Antennen für Dezimeterwellen
Leitungen und Leitungsbauelemente
MESSGERÄTE UND MESSMETHODEN
Spannungsmessung
Leistungsanzeige und -messung
Messung von Reflexionsfaktor und relativem Scheinwiderstand durch Vergleichsmessungen
Vierpolmessungen
Wellenlängen- und Frequenzmessung
Messung des Gütefaktors von Resonatoren
Empfindlichkeits- und Rauschmessung
Spezielle Messung von Antennen
Literaturverzeichnis
Namen- und Sachwörterverzeichnis

Wie die Titel der 29 Hauptkapitel zeigen, behandelt dieses Werk den Stoff in einer Ausführlichkeit, daß kein an der Höchstfrequenztechnik interessierter Student oder ein schon in der Höchstfrequenztechnik praktisch tätiger Ingenieur und Techniker auf dieses Werk verzichten kann.

Nur durch den Buchhandel erhältlich!



VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN